

M0038/05A

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

Mémoire de Magister

Présenté par :

NOUREDDINE Lahcène



Ingénieur d'état (Université de Laghouat)

Thème

Diagnostic de défauts au rotor d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

Soutenue publiquement en juin 2005 devant la commission d'examen

Membres du jury :

Pr. Boubakeur A.
Pr. Touhami O.
Pr. Ibtiouen R.
M.C. Bounakla M.
M.C. Mekhtoub S.
C.C. Tahmi R.

Président
Directeur du mémoire
Co-Directeur du mémoire
Examineur
Examineur
Examineur

Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Hassan Badi El-Harrach, Alger Algérie
BP182, 16200

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche développés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Je remercie très sincèrement Messieurs les Professeurs Omar TOUHAMI, directeur de ce mémoire, et Rachid IBTIOUEN, Codirecteur du mémoire, pour m'avoir accordé leur confiance, et m'ont fait bénéficier de leur culture scientifique, tout au long de ces trois années.

J'exprime ma profonde gratitude à Messieurs BOUBAKEUR Ahmed, professeur de l'ENP, qui m'a fait l'honneur de présider le jury d'examen de Magister.

Je remercie vivement Messieurs Said MEKTHOUB, Maître de conférences de l'ENP, et Redhouane TAHMI, Chargé de Recherche à l'ENP, et M'hamed BOUNEKHLA, Maître de conférences à l'Université de Blida, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

SOMMAIRE

| | |
|--|----|
| INTRODUCTION GENERALE | 1 |
| CHAPITRE I : Aperçu sur le diagnostic de la machine asynchrone | |
| Introduction..... | 5 |
| I.1. Les études statistiques réalisées pour la détermination des défaillances au niveau des parties de la machine..... | 6 |
| I.2. Classification des défaillances au niveau des parties de la machine asynchrone..... | 7 |
| I.3. Différents types de défauts et leurs techniques de diagnostic..... | 8 |
| I.3.1 Défauts de roulement à billes (en anglais "Bearing faults")..... | 8 |
| I.3.2 Défauts statoriques..... | 10 |
| I.3.3 Barres rotoriques cassées et anneaux de court-circuit rompus..... | 11 |
| I.3.4 Défauts relatifs à l'excentricité..... | 15 |
| Conclusion | 17 |
| CHAPITRE II : Modélisation de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil | |
| Introduction | 19 |
| II.1. Description et principe de fonctionnement d'une machine asynchrone..... | 19 |
| II.2. Hypothèses | 20 |
| II.3. Modèle réel de la machine asynchrone à rotor bobiné..... | 20 |
| II.3.1 Equations électriques..... | 20 |
| II.3.2 Equations magnétiques..... | 21 |
| II.3.3 Équations mécaniques..... | 21 |
| II.4. Modèle réel de la machine asynchrone à cage..... | 22 |
| II.4.1 Equations statoriques..... | 22 |
| II.4.2 Equations rotoriques..... | 25 |
| II.5. Modèle de la machine asynchrone dans le système d, q | 28 |
| II.5.1 Mise sous forme d'état de Park de la machine asynchrone..... | 31 |
| Conclusion..... | 32 |

CHAPITRE III : Analyse théorique de défaillances rotoriques de la machine asynchrone

| | |
|--|----|
| Introduction | 35 |
| III.1 Rupture des barres rotoriques..... | 35 |
| III.1.A/ Machine asynchrone avec une barre cassée..... | 35 |
| III.1.B/ Machine asynchrone avec deux barres adjacentes cassées..... | 37 |
| III.1.C/ Machine asynchrone avec deux barres non adjacentes cassées..... | 40 |
| III.1.D/ Généralisation pour une machine avec n barres adjacentes cassées..... | 43 |
| III.2 Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit..... | 45 |
| Conclusion..... | 46 |

CHAPITRE IV : Tests expérimentaux effectués sur machine asynchrone présentant des défauts au rotor

| | |
|---|-----------|
| Introduction | 48 |
| IV.1 Première expérience..... | 48 |
| IV.2 Deuxième expérience..... | 49 |
| IV.3 Troisième expérience..... | 50 |
| IV.4 Quatrième expérience..... | 50 |
| IV.5 Comparaison | 51 |
| IV.6 Résultats de simulation..... | 51 |
| Discussions et conclusions..... | 56 |
| CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES..... | 57 |
| ANNEXE..... | 60 |
| BIBLIOGRAPHIE..... | 66 |

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil est réservée aux entraînements à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et de la difficulté de suivi de ses paramètres rotoriques. Cependant, cette machine présente de nombreux atouts : sa puissance massique, sa robustesse, son coût de fabrication relativement faible et un entretien minimum.

Toutes ces qualités justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis-à-vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones à cage d'avoir les mêmes performances de celles des machines à courant continu. Ceci explique son développement dans l'industrie et le remplacement progressif des machines à courant continu.

Malheureusement, les contraintes nouvelles et l'intégration de ces machines dans des systèmes de conversion d'énergie de plus en plus complexes rendent le diagnostic plus difficile.

Il existe plusieurs procédures de diagnostic. Le choix d'une approche est lié à la connaissance que l'on souhaite acquérir sur le système, mais aussi à la complexité de ce système. Ainsi deux grandes familles de procédures sont utilisées dans le domaine du diagnostic en génie électrique : les méthodes de diagnostic à base de modèles analytiques et les méthodes sans modèle. Les méthodes à base de modèles analytiques reposent sur le suivi des paramètres et des grandeurs de la machine, au moyen d'algorithmes d'observation. Elles détectent les défaillances en comparant l'évolution de l'écart entre le modèle et le processus réel. Le principal avantage de ces méthodes réside dans l'intégration d'une connaissance a priori du système et donc un filtrage de l'information.

Les méthodes sans modèle sont basées sur l'extraction d'informations par le biais du traitement des signaux mesurés. Les signaux mesurables (les courants, les tensions, la vitesse, les vibrations, la température, les émissions sonores) peuvent fournir des informations significatives sur les défauts. A partir de ces grandeurs caractéristiques du fonctionnement des machines électriques, la mise en oeuvre de méthodes décisionnelles (par exemple à base de reconnaissance des formes) permet de concevoir des systèmes de surveillance ou des algorithmes performants au service du diagnostic. Les performances de ces méthodes sont

étroitement liées à la pertinence des indicateurs de défauts retenus et à la finesse d'analyse des mesures.

Dans ce contexte, le mémoire comporte quatre chapitres. Le premier est consacré au synthèse bibliographique contient les différents défauts interviennent a la machine asynchrone (les causes, les conséquences, les procédures de détection de ces défauts) avec une étude statistique qui été effectuer en 1988 par une compagnie d'assurance Allemande de systèmes industriels. Ensuite ce chapitre comprend quatre grands titres des principales pannes qui sont les plus courants dans la machine asynchrone. Parmi les différentes méthodes de diagnostic, la procédure utilisée dans ce mémoire s'appelle l'analyse spectrale du courant moteur (MCSA), ces pannes peuvent être due à la machine et être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut de roulement à billes) où électrique et magnétique (court-circuit de bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau de court-circuit).

Le second chapitre se divise en deux parties, la première traite le modèle réel de la machine asynchrone saine en utilisant les lois de Kirchhoff classique ainsi que les circuits couplés magnétiquement. La deuxième partie développe le modèle diphasé de Park pour simplifier le modèle réel précédent qui comporte un grand nombre d'équations, ce dernier dépend du nombre de barres rotoriques. Pour finir, les résultats de simulation en utilisant l'environnement MATLAB/SIMULINK sont présentés.

Le troisième chapitre détaille le modèle réel de la machine défaillante dans les cas suivantes respectivement : machine d'une barre cassée, deux barres adjacentes cassées, deux barres non adjacentes cassées, et une portion d'anneau cassée. Ensuite une généralisation du modèle pour un nombre plus élevés de barres cassées. Habituellement, à la fin du chapitre les différents résultats de ces modèles sont exposés.

Le dernier chapitre a été initié également pour souligner quelques aspects de construction de machines issus d'une collaboration entre l'ENIE (Entreprise Nationale des Industries Electrotechniques) et le LRE (Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'ENP) autour du diagnostic de la machine asynchrone. Notre étude bibliographique et notre recherche d'informations auprès d'industriels (constructeurs et utilisateurs de machine) ont permis de présenter l'application expérimentale du système de diagnostic sur quatre machines asynchrones. Les défauts traités sont présentés au début de ce chapitre. Ce sont les cassures de

barres et d'anneau de court-circuit. Les expériences sont effectuées au sein du laboratoire de machines électriques.

Un aperçu sur le diagnostic de défauts de machine asynchrone

Introduction

Le problème du diagnostic de défauts consiste en la détermination du type de défaut avec autant que possible des détails tels que : la taille du défaut, la localisation du défaut, la méthode à adopter et le temps de détection pour pouvoir intervenir rapidement.

A partir de ces détails importants, plusieurs approches utilisant des modèles mathématiques ont été développées depuis plus de trois décennies et une littérature riche de quelques centaines de papiers existe, incluant quelques surveys [1, 2].

Pour identifier les défauts, les méthodes de diagnostic font appel à plusieurs types différents de champs de sciences et technologie. Elles peuvent être décrites comme suit:

- Les études basées sur le champ électromagnétique,
- Les mesures en températures,
- Le bruit et les vibrations,
- L'analyse chimique,
- Les mesures de bruits acoustiques,
- L'analyse par la signature du courant moteur MCSA,
- La modélisation, intelligence artificielle et réseaux de neurones,
- Les observateurs.

Cependant, il nous faut modérer notre enthousiasme à vouloir déduire rapidement, et donc conclure à une panne ou à une défaillance plus que probable, car nombreux sont les symptômes (les fréquences) identiques engendrés par plusieurs types de défaillances. Nonobstant ces remarques, les défauts au rotor et au stator, sont dus aux stress [7,10] (voir: figure 1). Ceux-ci peuvent être regroupés en quatre catégories génériques pour le stator et six pour le rotor.

Pour le stator, les effets sont principalement dus à un problème:

- **Thermique** (surcharge, ...),
- **Electrique** (diélectrique, ...),
- **Environnemental** (agression, ...).

Pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème:

- **Thermique** (surcharge, ...),
- **Electromagnétique** (force en $B^2(t)$, ...),
- **Résiduel** (déformation, ...),
- **Dynamique** (arbre de transmission, ...),
- **Mécanique** (roulement, ...),
- **Environnemental** (agression, ...),
- **Autres**.

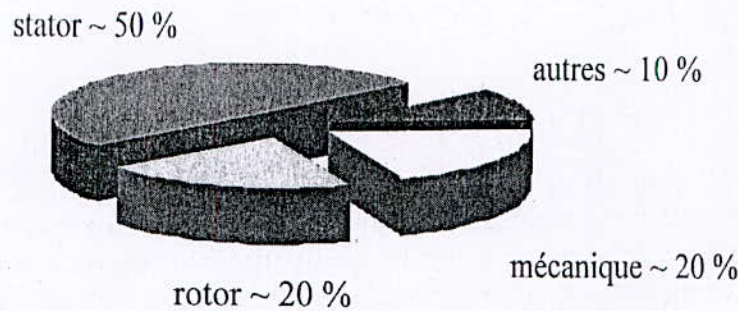


Fig. 1: La répartition des différentes pannes [16].

I.1. Les études statistiques réalisées pour la détermination des défaillances au niveau des parties de la machine [17]

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance Allemande de systèmes industriels sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (~ 50 kW à 200 kW), a donné les résultats suivants:

Défauts au stator: 50 % défauts au rotor: 22 % Autres défauts: 18 %

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les pannes au stator sont passées de 78 % à 60 % et au rotor de 12 % à 22 %. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants pendant cette période. La répartition des pannes dans les différentes parties du moteur est établie comme suit:

| | | | |
|-----------------------|------|------------------|-----|
| Enroulements stator : | 51 % | Tôlerie stator : | 9 % |
| Défauts au rotor : | 22 % | Roulements : | 8 % |
| Autres : | 10 % | | |

Une autre étude statistique faite sur des machines asynchrones de grande puissance (~100 kW à 1 MW) a donné les résultats suivants:

| | | | |
|-----------------------|------|----------------------|------|
| Enroulements stator : | 13 % | Couplage mécanique : | 4 % |
| Défauts au rotor : | 8 % | Roulements : | 41 % |
| Autres : | 34 % | | |

Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ; ce qui explique le taux élevé des pannes dues aux roulements. Ceux-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

A titre indicatif, le tableau. 1 présente les causes des pannes les plus courantes. Cependant, la plupart de ces causes ne sont pas identifiées et la majorité d'entre elles, sont liées à des négligences ou à l'utilisation anormale de ces machines.

Les vibrations mécaniques et la surcharge sont les principales causes des pannes.

| <i>Les causes des défauts</i> | <i>Nombre de défauts</i> | <i>pourcentages</i> | <i>Pourcentages en exclusion des causes non spécifiés</i> |
|--|--------------------------|---------------------|---|
| Initiateurs de défauts | | | |
| 1. Surcharge transitoire | 10 | 0.61 | 2.20 |
| 2. Surchauffe | 72 | 4.40 | 15.86 |
| 3. Défauts d'isolation | 68 | 4.16 | 14.98 |
| 4. Ruptures mécaniques | 139 | 8.50 | 30.62 |
| 5. Défaut électrique | 148 | 9.05 | 32.6 |
| 6. Moteur calé | 17 | 1.04 | 3.74 |
| 7. Autres | 1189 | 72.25 | |
| Accélérateurs de pannes | | | |
| 1. surcharge persistance | 80 | 4.89 | 27.03 |
| 2. Environnement surchauffé | 10 | 0.61 | 3.38 |
| 3. Humidité anormale | 23 | 1.41 | 7.77 |
| 4. Voltage anormal | 8 | 0.49 | 2.70 |
| 5. Fréquence anormale | 1 | 0.06 | 0.34 |
| 6. Vibration | 83 | 5.07 | 28.04 |
| 7. Agressions chimiques | 43 | 2.63 | 14.53 |
| 8. Manque de graissage | 19 | 1.16 | 6.42 |
| 9. Mauvaise ventilation | 8 | 0.49 | 2.70 |
| 10. Vieillessement | 21 | 1.28 | 7.02 |
| 11. Autres | 1341 | 81.92 | |
| Causes fondamentales de pannes | | | |
| 1. Composants défectueux | 105 | 6.41 | 35.47 |
| 2. Mauvaise installation de la machine | 10 | 0.61 | 3.38 |
| 3. Manque de maintenance | 13 | 0.79 | 4.39 |
| 4. Opérations inadéquates | 71 | 4.34 | 23.99 |
| 5. Mauvaise manipulation | 6 | 0.37 | 2.03 |
| 6. Mauvaise protection physique | 48 | 2.93 | 16.22 |
| 7. Mauvaise isolation électrique | 21 | 1.28 | 7.09 |
| 8. Erreur humaine | 5 | 0.31 | 1.69 |
| 9. Equipements extérieurs au moteur | 4 | 0.24 | 1.35 |
| 10. Autres | 1341 | 81.92 | |

Tableau.1: Etude statistique des causes des défauts pour une puissance utile de 100 kW à 1 MW, [17].

1.2. Classification des défaillances au niveau des parties de la machine asynchrone

Les défauts majeurs [1] des machines électriques peuvent être classés de la façon suivante:

1. Défauts au stator résultant de l'ouverture ou du court-circuit de l'enroulement d'une phase au stator
2. Connexion anormale des enroulements statoriques
3. Barres rotoriques cassées ou anneau de court-circuit rompu
4. Irrégularités statique et dynamique de l'entrefer (excentricité)
5. Déséquilibre mécanique provoquée par l'usure des roulements, ce qui cause des dommages considérables entre les enroulements stator et rotor
6. Stress et fatigue.

Tous ces défauts produisent un des symptômes ou plus que nous allons énumérer comme suit:

- a. Les courants statoriques présentent des harmoniques (inexistants lors d'un fonctionnement normal sur machine saine)
- b. Augmentation des pulsations de couple notamment au démarrage
- c. Diminution du couple moyen
- d. Augmentation des pertes provoquant une diminution du rendement
- e. Échauffement excessif dans les enroulements et la carcasse de la machine.

Ces types de défauts, à savoir: cassure des barres rotoriques, rupture de l'enroulement statorique ou ouverture d'une phase, rupture de l'anneau de court-circuit ou encore l'excentricité au stator et au rotor, sont pour la plupart des défauts prévalent et méritent une attention particulière.

I.3. Différents types de défauts et leurs techniques de diagnostic

Dans cette partie, nous allons décrire brièvement les défauts rencontrés sont les plus courants et leurs techniques de diagnostic notamment par l'analyse de la signature du courant moteur (MCSA). Pour cela, nous évoquerons l'acquisition de signaux en vue du traitement. Nous ferons état des spectres dus à différentes défaillances suite à un problème lié aux roulements à billes, un défaut au stator, défaut de barre(s) cassée(s) ou de portion d'anneau de court-circuit, défaut de l'excentricité.

1.3.1 Défauts de roulement à billes (en anglais "Bearing faults")

Souvent même sous des conditions normales de fonctionnement avec équilibre de charge et un bon alignement, les défauts dus à la fatigue peuvent prendre place. Ces défauts conduisent à l'augmentation des niveaux de bruits et de vibrations. Outre les stresses dus au fonctionnement interne normal inhérents à l'excentricité et aux courants de roulement, autres causes externes peuvent exister, telles que:

- a) Contamination et corrosion causées par des particules abrasives, en l'action corrosive de l'eau, acide, etc....
- b) Lubrification impropre.
- c) Installation impropre de roulement, du au désalignement de la machine.

40 à 50% de tous les défauts au moteur sont relatés, très peu ont été rapportés dans la littérature par rapport à la détection de défauts relative au roulement.

Les défauts de roulement se manifestent comme des défauts d'asymétrie au rotor qui sont usuellement rangés dans la catégorie des défauts relatifs à l'excentricité.

La réf [2] expose clairement les méthodes statistiques et adaptatives pour la détection des défauts de roulement en utilisant les courants au stator.

La relation entre les vibrations des roulements à billes et le spectre du courant statorique est basée sur le fait que toutes les excentricités interfèrent sur le champ dans l'entrefer de la machine asynchrone. Pour cela [16], les harmoniques contenus dans le spectre du courant statorique peuvent être décrits par ces expressions:

$$f_{exc} = \left(1 \pm k \cdot \left(\frac{1-s}{P/2} \right) \right) \cdot f \quad (\text{Hz})$$

$$f_{exc} = |f \pm k \cdot f_{rm}| \quad (\text{Hz}) \quad f_{bng} = |f \pm m \cdot f_{vib}| \quad (\text{Hz})$$

Où f_{vib} est l'une des fréquences des vibrations mécaniques.

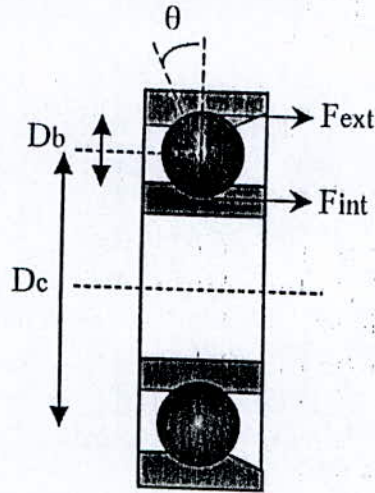


Fig. 2: Les roulements à billes [16]

Les fréquences caractéristiques des roulements à billes reposent sur la figure 2 ci-dessus. Un défaut de roulement à billes se manifeste par la répartition continue du contact défectueux avec la cage de roulement extérieure comme intérieure. Pour cela, la fréquence caractéristique est le double de la fréquence de rotation et on la notera f_b :

$$f_b = \frac{D_c}{D_b} f_r \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right)^2 \right] \quad (\text{Hz})$$

La fréquence de répétition sera pour la cage intérieure (CI) comme extérieure (CE) décrite par :

$$f_{int} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right] \quad (\text{Hz}) \quad f_{ext} = \frac{n_b}{2} f_r \left[1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \theta \right] \quad (\text{Hz})$$

Ou:

s = le glissement.

f = fréquence d'alimentation.

f_{rm} = fréquence de rotation mécanique.

$m = 1, 2, 3, \dots, n \in \mathbb{N}$.

$k = 1, 3, 5, \dots, k \in \mathbb{N}$.

P = nombre de paires de pôles.

n_b = nombre de billes.

D_b = diamètre des billes.

D_c = distance du centre des billes.

θ = l'angle de contact de la bille avec la cage.

Cependant, il ne faudra pas omettre que nous sommes dans l'obligation de connaître quelques dimensions spécifiques du roulement à billes. Pour ce faire, des approximations applicables à de très nombreux cas sont, pour la plupart d'entre eux, la possession d'un nombre de billes comprise entre 6 à 12. Pour cela, il est usuel d'appliquer les deux relations suivantes:

$$f_{CE} = f \pm f_{ext}(0.4.n_b.f_r) \quad (Hz) \quad f_{CI} = f \pm f_{int}(0.6.n_b.f_r) \quad (Hz)$$

Ainsi, nous sommes dans la capacité de déterminer si oui ou non nous sommes confrontés à un défaut de roulement à billes. Cela est rendu possible grâce aux fréquences caractéristiques rappelées.

1.3.2 Défauts statoriques

Ces défauts sont généralement attribués au défaut (insulation). Ils sont connus comme des défauts phase-terre ou des défauts phase-phase. 30 à 40% de ces défauts de moteur asynchrone sont classés dans cette catégorie [3].

L'insulation ou la carcasse stator peut être due à plusieurs raisons, parmi lesquelles [4]:

- Un grand noyau du stator ou la températures d'enroulements élevées,
- Stratification de noyau, cales de fente et joints lâches,
- Attachement lâche à la fin de l'enroulement,
- Contamination due à l'huile, moisissure et saleté,
- Court-circuit ou stress de démarrage,
- Décharges électriques,
- Fuites dans les systèmes de refroidissement.

Il y a un grand nombre de techniques pour détecter ces défauts [4]. A partir des études théoriques, il a été montré que le courant statorique avait un spectre enrichi par la création d'un court-circuit au stator. Les fréquences à détecter dans la composante du flux axial sont données par la relation suivante :

$$f_{cc} = (k \pm n(1-s)/P)f \quad (Hz)$$

Où :

$$f_{cc} = \text{fréquence de court-circuit.}$$

Cette démarche n'a de sens que pour des moteurs de faible puissance, donc des moteurs de faible tension. Une spire n'aura alors qu'un faible ddp (différence de potentiels) à ces bornes (quelques volts) alors que sous tension élevée, la ddp sera élevée et sera de quelques centaines de volts. Le nombre de spire est donc fortement lié à la tension d'alimentation, donc un court-circuit entre deux spires n'aura pas la même importance pour un moteur de faible ou de forte puissance. C'est ainsi qu'un moteur de faible puissance pourra continuer de fonctionner quelques minutes, alors que pour le cas de la forte puissance, la durée de survie sera de l'ordre de la seconde.

Parmi toutes les fréquences observables et observées, il faut redoubler de rigueur et de prudence car certaines d'entre elles ont la même signification que celles engendrées par d'autres causes. Par exemple, la raie à la fréquence de 150 Hz n'est pas significative car elle provient de l'effet de la saturation [16]. D'une part, elle est générée par un défaut statorique,

même si le moteur est déconnecté de la charge. D'autre part, des fréquences identiques à des défauts tels que l'excentricité perturber l'analyse de la défaillance. Les bobines des moteurs de faible puissance sont réalisées par le biais de machines automatiques. Par conséquent, les brins sont placés de façon aléatoire par rapport au moteur de forte puissance. En effet, pour ces derniers, de part le faible nombre de brins par encoche, ils sont insérés manuellement avec une rigueur exemplaire.

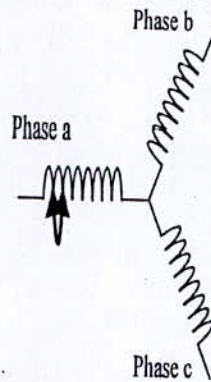


Fig.3: Court-circuit entre deux spires de la phase a [16].

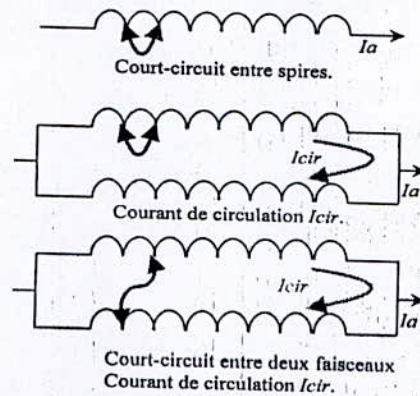


Fig.4: Différents courts-circuits [16].

Les problèmes engendrés par le stator dans le cas de faible puissance, peuvent se représenter selon les cas ci-dessus (figures 3 et 4). On peut noter au minimum trois configurations possibles. La première est un court-circuit de spires sur la phase a. sur les deux autres représentations (figure 4), la première correspond à un court-circuit entre deux faisceaux, l'autre correspond à un court-circuit entre deux faisceaux en parallèles [16]. Dans ces deux cas, il peut y avoir existence d'un courant de circulation (I_{cir}) dans ces deux faisceaux car la ddp est différente entre les extrémités de ceux-ci.

Dans la réf [5], les auteurs ont montré à travers la modélisation et les tests expérimentaux que les défauts résultent de l'asymétrie de l'impédance de la machine causant ainsi des courants de phases déséquilibrés. C'est le résultat des courants de séquence négative dans les lignes, comme également, il a été montré dans la réf [6].

1.3.3 Barres rotoriques cassées et anneaux de court-circuit rompus

Hormis la conception du stator, la conception et la construction de la cage rotorique ont quelque peu changé à travers les années. Les résultats concernant les défauts rotoriques souvent autour de 5 à 10% des défauts dans les machines asynchrones comme il a été rapporté dans les réf [1, 3, 7].

Les cages rotoriques sont de deux types :

- Cage en aluminium coulé pour les machines asynchrones dont la puissance est de 1 à 50 kW
- Cage fabriquée pour les machines asynchrones de puissance supérieure à 50 kW ; ces rotors sont généralement fabriqués pour des machines asynchrones utilisées dans des applications spéciales.

Comme pour le stator, les raisons pour les cassures des barres rotoriques et de la rupture de l'anneau de court-circuit sont nombreuses. Elles sont causées par :

- ✓ Stress thermiques dus à la surcharge thermique, des pertes excessives, etc....
- ✓ Stress magnétiques causés par les forces électromagnétiques, bruit et vibration électromagnétiques.
- ✓ Stress résiduels dus au problème de construction.
- ✓ Stress dynamique dû aux couples de charges, aux forces centrifuges, ainsi que les stress cycliques.
- ✓ Stress environnemental causé par la contamination, l'abrasion des matériels rotoriques due aux particules chimiques etc....
- ✓ Stress mécanique.

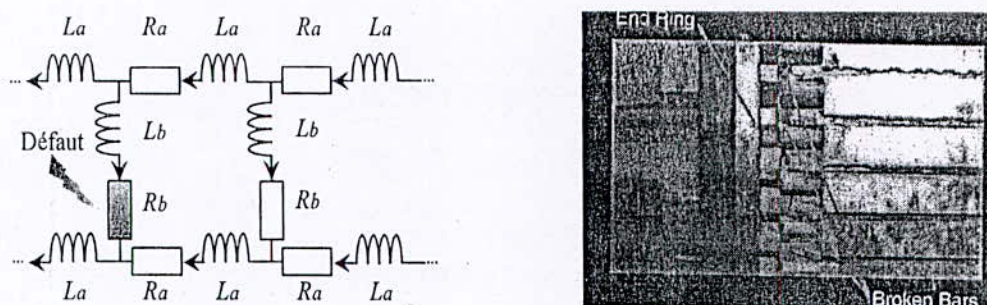


Fig. 5: Défauts de la cage d'écureuil [16].

Les approches bien connues, pour la détection des défauts rotoriques, sont basées sur l'analyse spectrale des courants stator pour détecter les raies autour du fondamental ainsi que d'autres harmoniques d'espace. Les mesures des harmoniques du couple moteur, la vitesse et le flux axial sont également effectués pour déterminer la nature des défauts au rotor.

Sous les conditions normales de fonctionnement, le moteur crée un champ tournant qui peut être direct ou inverse dans l'entrefer. Ce champ tournant direct dans l'entrefer, induit un courant à la fréquence de glissement dans le rotor, plus précisément, dans les barres rotoriques. Ceux-ci génèrent alors un champ tournant résultant direct. Pour un moteur symétrique, il n'y aura pas de champ tournant résultant inverse tant que le champ direct est normal et non nul. Cependant, sous conditions d'anomalies, il n'y a plus de symétrie, dans ce cas, le champ résultant sera

composé de champs résultants direct et inverse. Ceci sera d'autant plus accentué que les barres au rotor sont isolées.

Le résultat de la dissymétrie due à un défaut de barre(s) cassée(s) réside dans la création d'un champ tournant de sens opposé à celui généré par le stator, et cela à la fréquence de glissement. Par conséquent, il y aura création des courants supplémentaires dans le bobinage statorique à des fréquences induites (figure 6) :

$$f_b = (1 \pm 2ks)f \quad (\text{Hz})$$

où:

f_b = fréquence de barre cassée.

- Le signe (+) indique la conséquence des oscillations en vitesse.
- Le signe (-) indique la présence du défaut rotor (barres cassées).

Par contre, les harmoniques d'espaces génèrent eux aussi des fréquences dont la relation est :

$$f_b = \left\{ \left(\frac{k}{P} \right) (1-s) \pm s \right\} f \quad (\text{Hz})$$

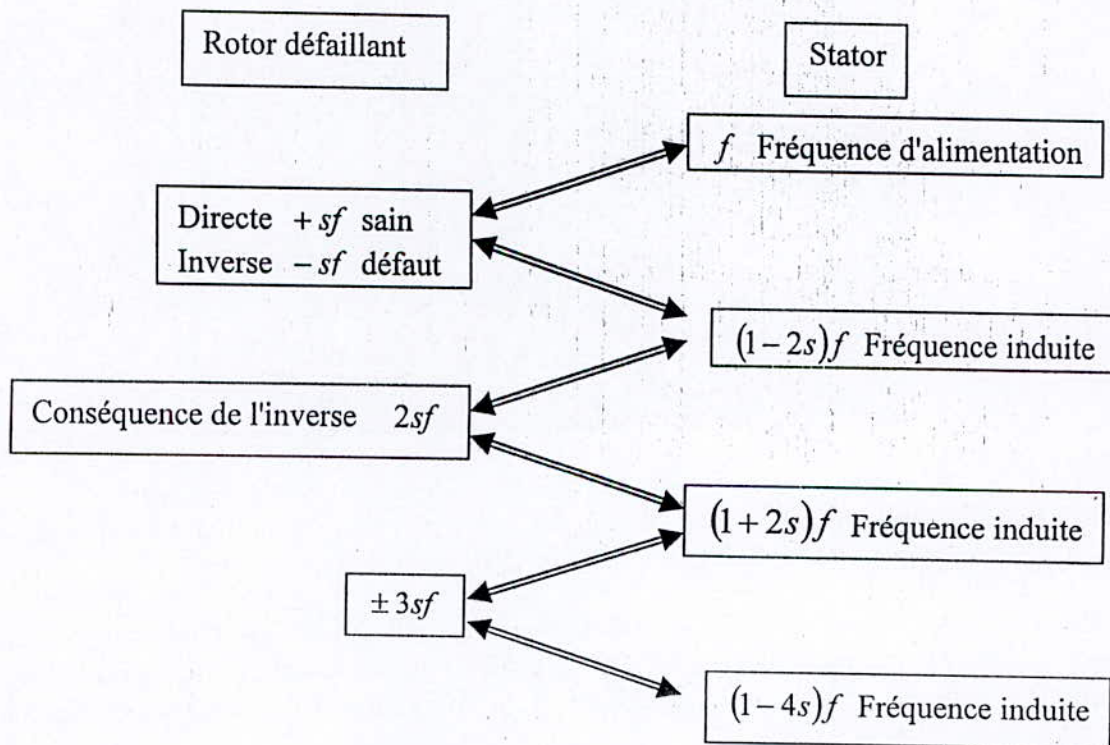


Fig. 6: Les différentes fréquences [16]

En effet, la relation permettant au moteur de fonctionner en tant que tel repose sur la relation:

$$f = f_r + f_s \quad (\text{Hz})$$

Où:

f_r = fréquence de rotation,

f_s = fréquence de glissement.

Dans le cas d'une dissymétrie, f_s est négative, donc:

$$f_b = f_r - f_s = f - 2f_s = f(1 - 2s) \quad (\text{Hz})$$

Ce courant va générer un couple oscillatoire car il y aura interaction entre ce courant et le flux fondamental créé par l'alimentation statorique. Dès lors, ce couple additionnel issu du produit du flux par le courant est proportionnel à l'amplitude du courant et de la fréquence $(1 - 2s)f$. La fréquence d'oscillation sera donc de $2sf$ et engendrera une oscillation de vitesse à cette fréquence dont l'amplitude dépendra de l'inertie du (moteur + charge). Cette oscillation de vitesse va générer une variation de flux, donc une force électromotrice de fréquence fondamentale plus deux supplémentaires liées aux oscillations de vitesse. Celles-ci sont proportionnelles à l'amplitude de la variation de vitesse et généreront deux courants additionnels de fréquence $(1 - 2s)f$ et $(1 + 2s)f$ de même valeur. Cependant, le courant de création à la fréquence $(1 - 2s)f$ vient se soustraire à celui créé par le défaut rotorique [16]. Nous pouvons donc conclure que l'amplitude du courant à la fréquence $(1 - 2s)f$ est constante. L'amplitude du courant à $(1 + 2s)f$ sera d'autant plus faible que l'inertie du moteur plus celle de la charge ramenée sera grande, importante.

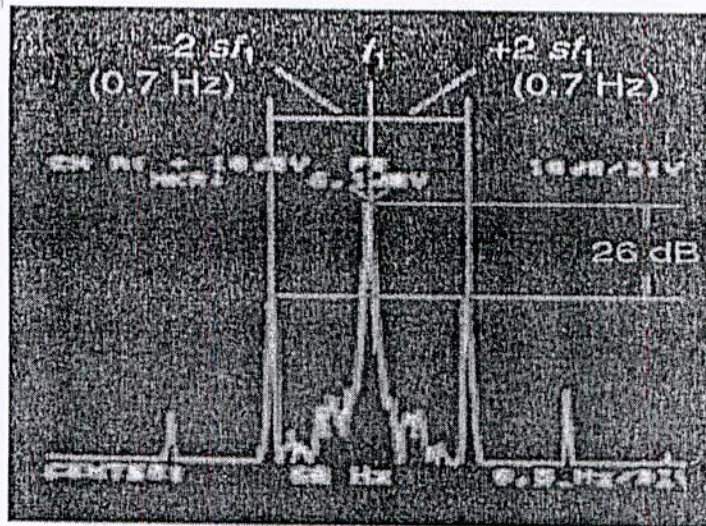


Fig.7: Spectre du courant statorique d'une machine asynchrone avec un grand nombre de barres cassées [18]

La détection des défauts des barres rotoriques par l'utilisation de l'estimation d'état et paramétrique a été rapportée dans la réf [8]. L'analyse par la signature du courant moteur et l'estimation paramétrique ont été comparées et la combinaison des deux méthodes fait un élément de détection efficace.

Cependant lorsque le moteur est alimenté par une source non idéale, il existe des harmoniques de tension, des déséquilibres dans les tensions. En plus de tous ces problèmes, lorsque le moteur opère dans des conditions de saturation, il devient alors difficile de détecter les défauts rotoriques.

Dans le cas d'une machine saine (n'ayant aucune barre cassée), la force magnétomotrice produite par le courant de la barre rotorique, à la déconnexion des phases stator, est prédominamment sinusoïdale. Alors, la tension induite au stator due aux forces magnétomotrices ne doit avoir aucune composante harmonique significative autre que la fondamentale.

Cependant, lorsque le rotor à plusieurs barres cassées, la force magnétomotrice est déviée de sa nature sinusoïdale (machine saine) et les distorsions peuvent provoquer des pics dans les tensions statoriques induites dans des conditions de fonctionnement à vide.

Ceci a été prouvé par des résultats de simulation comparés à ceux expérimentaux sur une machine asynchrone triphasée de 2,2 kW, 4 pôles (voir réf. [9]).

Un autre signal proposé pour l'analyse des défauts de la machine asynchrone est le couple électromagnétique. Les composantes fréquentielles sont observées à des fréquences caractéristiques $f_c = f(2ks)$ $k = 1,2,3...$

Comme le couple électromagnétique est produit par l'interaction entre le flux de fuites et les courants des machines tournantes, alors il est hautement sensible au défaut du rotor. On peut conclure alors que le spectre du couple électromagnétique est une signature potentielle qui peut être effectivement utilisée dans le diagnostic de défauts. Nous présentons quelques résultats donnés dans la réf [7].

L'analyse par la transformée de Fourier rapide (FFT) sur les tensions induites de ligne au stator à la tension de déconnexion révèle l'existence d'extra harmoniques induits dans le stator, due aux barres cassées du rotor.

1.3.4 Défauts relatifs à l'excentricité

L'excentricité de la machine asynchrone est la condition de l'entrefer inégal qui existe entre le stator et le rotor. Quand l'excentricité devient grande, les forces radiales résultantes (connues aussi comme Concentration Magnétique déséquilibrée) peuvent causer par le stator avec la bande de frottement du rotor, ce qui conduit à des dommages du stator et du rotor.

La géométrie du rotor peut présenter des dissymétries qui sont naturelles. Celles-ci relèvent de trois catégories d'excentricité de l'entrefer :

- l'excentricité statique.
- l'excentricité dynamique.
- L'excentricité mixte.

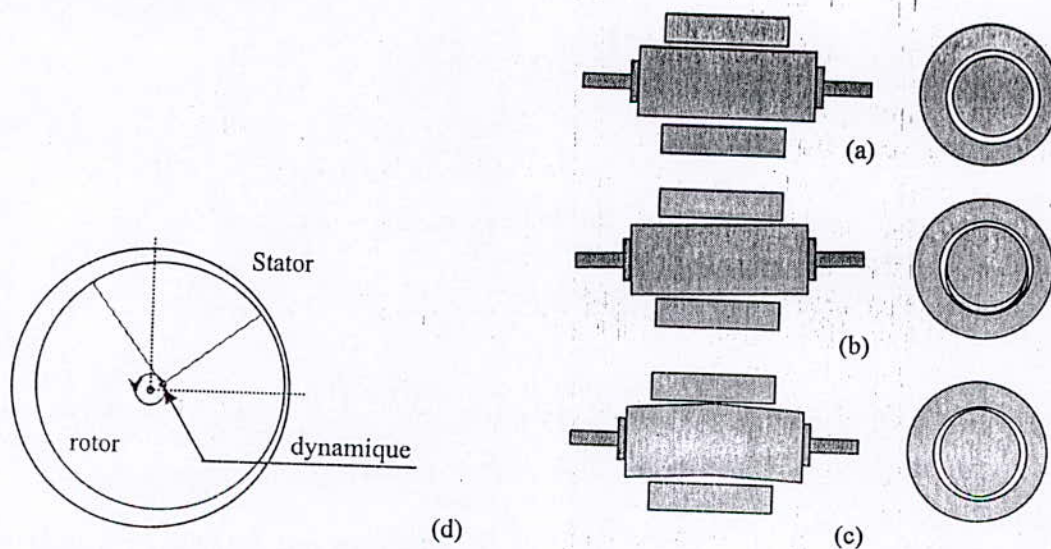


Fig. 8: Les défauts de l'excentricité, {(a) L'excentricité statique, (b) Défaut de centrage, (c) Déformation du rotor, (d) L'excentricité dynamique}[16].

L'excentricité statique de l'entrefer, correspond au cas où le centre de rotation de l'arbre du rotor n'est pas celui du centre géométrique du stator, et la position de l'épaisseur minimale

radiale de l'entrefer est fixée dans l'espace. L'excentricité statique peut être causée par le positionnement incorrect du rotor ou stator à l'étape de commission. Si l'assemblage du rotor roulement est suffisamment raide, le niveau de l'excentricité statique ne change pas.

L'excentricité dynamique, correspond au cas où le centre du rotor différent du centre géométrique du stator, de plus, le centre du rotor tourne autour du centre géométrique de stator. Ce désalignement peut être causé par plusieurs facteurs tels que : arbre de rotor coudé, soutenir l'usage, désalignement, résonance mécanique à des vitesses critiques, etc....

L'excentricité dynamique dans les nouvelles machines est contrôlée par le total a indiqué la lecture (TIR) ou par la bande final du rotor [10].

L'excentricité mixte est la somme des deux cas présentés ci avant.

Une excentricité de l'entrefer de 0 à 10% permise. Cependant les constructeurs mettant normalement le niveau total d'excentricité toujours bas pour réduire la concentration magnétique déséquilibrée et réduire les vibrations et bruits. En réalité les deux excentricités statique et dynamique tendent à coexister.

Un niveau d'excentricité statique existe souvent dans les machines construites nouvellement du à la construction et aux méthodes d'assemblage comme cela a été rapporté dans la réf [11]. Ceci cause une concentration magnétique déséquilibrée permanente dans une direction.

La présence de l'excentricité statique et dynamique peut être détecté par l'utilisation de la méthode (MCSA) [1,12], les fréquences induites, proches du fondamental, sont données par la relation:

$$f_{exc} = \left\{ 1 \pm n \left(\frac{1-s}{P} \right) \right\} f \quad (Hz)$$

f_{exc} = fréquence d'excentricité.

Cette relation a l'avantage de ne pas nécessiter de connaissance précise de la machine asynchrone car elle ne fait pas apparaître de terme lié à sa conception.

Une seconde approche consiste à utiliser une expression liant le défaut de barre cassée à celle de l'excentricité et des encoches au rotor. C'est ainsi qu'une équation, sous forme compacte, fait apparaître les harmoniques de fréquences relatives à ces défauts, et qui dépendent pour beaucoup du nombre de paires de pôles, l'équation décrivant les composantes de fréquence sont :

$$f_{exc} = \left\{ (kR \pm n_d) \frac{(1-s)}{P} \pm \nu \right\} f \quad (Hz) \quad (3)$$

Ou :

$n_d = 0$ Dans le cas de l'excentricité statique.

$n_d = 1, 2, 3, \dots$ Dans le cas de l'excentricité dynamique.

(n_d Est donc connu comme un ordre d'excentricité),

R Est le nombre d'encoche rotorique.

$\nu = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$ Est l'ordre des harmoniques temporels au stator, présents dans l'alimentation en puissance alimentant le moteur.

Dans le premier cas, ces harmoniques multiples de 3 n'existent pas théoriquement dans le courant de ligne triphasé équilibré.

Cependant, il a été montré dans les références [13, 14] que seule une combinaison particulière du nombre de paires de pôles de la machine avec le nombre d'encoches au rotor peut conduire

des excentricités significatives seulement statiques ou seulement dynamiques. Cette équation assure seulement la composante de l'excentricité fondamentale dans la perméance ou la fonction inverse de l'entrefer [15].

$$R = 2P[3(m \pm q) \pm r] \pm k$$

Où $m \pm q = 0, 1, 2, 3, \dots$ et $r = 0$ ou 1 et $k = 1$.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait état des différents défauts interférant sur la machine asynchrone et leurs techniques de diagnostic. Ces défauts peuvent être d'origine mécanique ou électrique. Nous avons mis l'accent sur les fréquences induites car la technique la plus répandue de nos jours est basée sur l'analyse spectrale de la signature du courant moteur (MCSA: Motor Current Signature Analysis). Néanmoins, il faut être vigilant pour ne pas commettre d'erreur dans la conclusion. Elle est d'autant plus délicate qu'elle repose sur l'analyse et l'interprétation de la présence de fréquences et de l'évolution de l'amplitude de celles-ci.

Modélisation de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil

Introduction

La machine asynchrone ou à induction est la plus utilisée dans les applications industrielles, elle couvre actuellement l'essentiel des besoins de transformation d'énergie électrique en énergie mécanique, puisqu'elle présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse. Cette machine peut être construite de différentes formes selon l'évaluation, de quelques watts jusqu'à beaux coups de mégawatts. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés, on développe les modèles suivants :

- Les modèles en grandeurs de phases, découlant des équations différentielles à coefficients périodiques régissant le fonctionnement de la machine, ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des machines.

Les représentations mathématiques de ces modèles peuvent se faire, selon le cas, de plusieurs manières différentes : un système d'équations linéarisées, des représentations d'état, des fonctions de transfert. Ces modèles peuvent être considérés à multi échelle de temps (dynamique électrique, électromagnétique, et mécanique, hormis l'échelle de temps thermique très lent), donc un découplage préalable et réduction d'ordre du modèle facilite l'élaboration de stratégies du contrôle de cette machine. Pour cette raison, on utilise la théorie des perturbations singulières qui était introduite en électrotechnique dans la modélisation, l'identification, l'analyse et le contrôle des machines électriques, cette théorie permet d'obtenir une forme standard pour des vitesses quelconques et de proposer un critère suffisant de la séparation des dynamiques.

II.1. Description et principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

La machine asynchrone classique se compose, généralement d'un stator (inducteur), portant un bobinage logés dans des encoches et relié à la source d'alimentation, et d'un rotor (induit) :

- Soit bobiné (à bagues) porte un enroulement triphasé connecté en étoile logé dans des encoches, les extrémités des bobines sont sorties par l'intermédiaire des bagues tournantes, ces derniers contactent des balais fixes reliés à l'extérieur, on peut accéder au rotor pour modifier les caractéristiques et les performances de la machine par insertion d'un rhéostat ou par adjonction d'un convertisseur statique.
- Soit à cage d'écureuil porte des barres court-circuitées en permanence par les anneaux d'extrémité, on distingue d'autres types de rotor :
 - rotor à encoches profondes.
 - rotor à double cage d'écureuil.

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, l'inducteur alimenté par des courants de pulsation ω_s , crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, ce flux balaye les enroulements d'induit, le couple est du à l'action du flux primaire sur le courant du secondaire

qu'il a lui même induit. Cette interaction électromagnétique des deux armatures de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor $\Omega_r = \frac{\omega_m}{P}$.

II.2. Hypothèses

Nous supposons que :

- L'épaisseur de l'entrefer est constante, les effets d'encoche sont négligés.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases a une répartition sinusoïdale.

II.3. Modèle réel de la machine asynchrone à rotor bobiné

La machine asynchrone en grandeurs de phases peut être représenté comme la figure suivante :

Avec :

- a, b, c Sont les trois enroulements statoriques.
- A, B, C Sont les trois enroulements rotoriques.
- θ Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

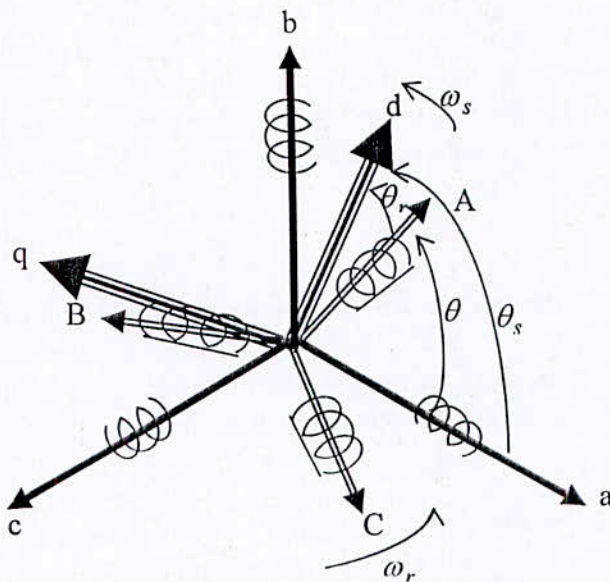


Fig. II.1 : Modèle réel de la machine asynchrone.

II.3.1 Equations électriques

Les équations électriques au stator et au rotor exprimées en fonction du flux sont :

$$\begin{cases} [v_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \\ [v_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec :

- $[v_{abc}]$ ($[v_{ABC}]$) Le vecteur des tensions statoriques (rotoriques).
 $[i_{abc}]$ ($[i_{ABC}]$) Le vecteur des courants statoriques (rotoriques).
 $[\phi_{abc}]$ ($[\phi_{ABC}]$) Le vecteur des flux statoriques (rotoriques).
 $R_s, (R_r)$ La résistance statorique (rotorique)

II.3.2 Equations magnétiques

Sont exprimées en fonction des courants, on a :

$$\begin{cases} [\phi_{abc}] = [L_s] [i_{abc}] + [M_{sr}] [i_{ABC}] \\ [\phi_{ABC}] = [L_r] [i_{ABC}] + [M_{sr}] [i_{abc}] \end{cases} \quad (II.2)$$

Avec :

$[L_s]$ ($[L_r]$) La matrice inductance statorique (rotorique).

$[M_{sr}]$ La matrice inductance mutuelle statorique rotorique.

Tels que :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & L_a & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab} & L_a \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AB} \\ M_{AB} & L_A & M_{AB} \\ M_{AB} & M_{AB} & L_A \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Avec :

$L_a, (L_A)$ Inductance d'une phase statorique (rotorique).

$M_{ab}, (M_{AB})$ Mutuelle inductance entre deux phases statoriques (rotoriques).

M_{sr} Mutuelle inductance entre une phase statorique et une autre rotorique quand leurs axes coïncident.

II.3.3 Équations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique est obtenue à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à l'angle θ .

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [i_{abc}] \frac{\partial [M_{sr}(\theta)]}{\partial \theta} [i_{ABC}] \quad (II.3)$$

P Nombre de paires de pôles

L'équation d'équilibre des couples s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{\partial \Omega}{\partial t} + f \Omega \quad (II.4)$$

Avec :

| | |
|----------|---|
| C_{em} | Couple électromagnétique |
| C_r | Couple résistant |
| J | L'inertie totale du rotor |
| Ω | La vitesse mécanique du rotor, tels que $\Omega = \frac{\omega}{P}$ |
| f | Coefficient du frottement |

II.4 Modèle réel de la machine asynchrone à cage

Dans cette partie, nous allons représenter le modèle réel de la machine asynchrone à cage d'écureuil simple et sein.

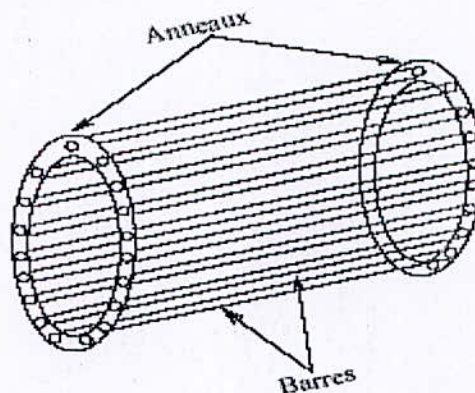


Fig.II.2 : Cage d'écureuil

II.4.1 Equations statoriques

Considérons la machine à cage comme un circuit électrique ordinaire, les équations électriques au stator s'écrivent :

$$[v_s] = R_s [i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (II.5)$$

Avec:

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r] \quad (II.6)$$

$[\phi_s]$ Le vecteur des flux statoriques.

$[i_s]$ Le vecteur des courants statoriques.

$[i_r]$ Le vecteur des courants rotoriques.

Tel que:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 l r}{g} N_s^2 \left(\frac{\pi}{4} \right)$$

L_{ls} Inductance de fuite d'une phase statorique.

L_{ms} Inductance de magnétisation d'une phase statorique.

$$[i_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$$

$$[i_r] = [i_{1r} \quad i_{2r} \quad \dots \quad i_{kr} \quad \dots \quad i_{N_r, r} \quad i_e]^T$$

Et:

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{aN_r} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bN_r} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{cN_r} \end{bmatrix}$$

$[L_{sr}]$ La matrice inductance mutuelle stator rotor.

L'inductance mutuelle entre deux enroulements arbitraires "i" et "j" dans une machine s'obtient par la relation suivante:

$$L_{ij}(\theta) = \mu_0 l r \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\varphi \quad (II.7)$$

Avec θ est la position angulaire du rotor, φ est un point particulier dans le long de l'entrefer, $g^{-1}(\varphi, \theta)$ est la fonction inverse de l'épaisseur d'entrefer, $N(\varphi, \theta)$ est la fonction de l'enroulement défini par la distribution spatiale de la Fmm due a l'unité de courant circulant dans l'enroulement. Si l'entrefer est uniforme et très petit par rapport au rayon de rotor, la fonction inverse $g^{-1}(\varphi, \theta)$ devient simplement une constante, et peut être pris hors de l'intégrale. Dans ce cas, pour trouver l'inductance mutuelle, il faut définir les fonctions d'enroulements.

Les fonctions d'enroulements statoriques sont:

$$N_a = \frac{N_s}{2} \cos(\theta)$$

$$N_b = \frac{N_s}{2} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$N_c = \frac{N_s}{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

La fonction définie la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique :

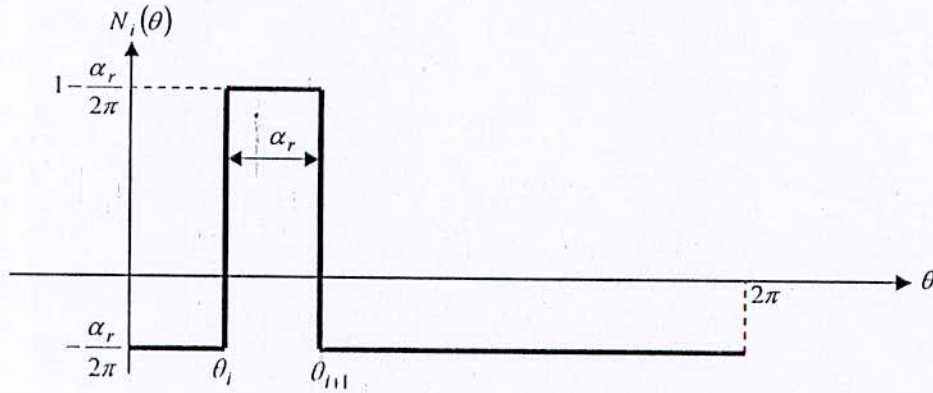


Fig. II.3 : La fonction définie la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique

$$N_i = \begin{cases} -\alpha_r / 2\pi & 0 < \theta \leq \theta_i \\ 1 - \alpha_r / 2\pi & \theta_i < \theta \leq \theta_{i+1} \\ -\alpha_r / 2\pi & \theta_{i+1} < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

L'inductance mutuelle entre la phase a et la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique est la suivante :

$$L_{ai} = \frac{\mu_0 l r}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 l r}{g} \frac{N_s}{2} [\sin \alpha_r \cos \theta_i - (1 - \cos \alpha_r) \sin \theta_i]$$

Puisque chaque maille rotorique est placée symétriquement le long de la périphérie de rotor, θ_i peut être exprimée en termes de l'angle arbitraire rotorique θ_r et l'angle α_r comme suit :

$$\theta_i = \theta_r + (i-1)\alpha_r$$

En utilisant l'identité trigonométrique, l'inductance mutuelle peut être écrite comme suit :

$$L_{ai} = L_m \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + \delta)$$

La matrice de l'inductance mutuelle stator rotor, devient :

$$[L_{sr}] = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \delta) & \cos(\theta_r + \alpha_r + \delta) & \dots & \cos(\theta_r + (N_r - 1)\alpha_r + \delta) \\ \cos\left(\theta_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \cos\left(\theta_r + (N_r - 1)\alpha_r + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \alpha_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) & \dots & \cos\left(\theta_r + (N_r - 1)\alpha_r + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Avec

$$L_m = \frac{4L_{ms}}{\pi N_s} \sin(\delta)$$

$$\alpha_r = \frac{2\pi}{N_r}$$

$$\delta = \frac{\alpha_r}{2}$$

N_s Le nombre des spires par phase,

N_r Le nombre des barres.

Tel que :

L_m Mutuelle inductance entre une phase statorique et une maille rotorique quand leurs axes coïncident.

θ_r L'angle électrique du rotor.

α_r L'angle électrique entre deux barres adjacentes.

μ_0 La perméabilité magnétique de l'entrefer.

r Rayon moyen de l'entrefer.

g L'épaisseur de l'entrefer.

l Longueur du rotor.

Evidemment que dans la machine à cage dont l'extrémité complète, le courant d'anneau i_e serait égal à zéro. Les N_r mailles des courants rotoriques sont couplées avec eux et avec les enroulements statoriques à travers les mutuelles inductances. Cependant, la maille de courant de l'anneau de court-circuit n'est pas couplée avec les enroulements statoriques.

II.4.2 Equations rotoriques

Considérons un cage d'écureuil, contient N_r barres et $2N_r$ sections d'anneau (Fig. II.2). Les courants i_1, \dots, i_{N_r} et i_e de $(N_r + 1)$ mailles du rotor sont considérés comme des inconnus, illustrés par la figure suivante :

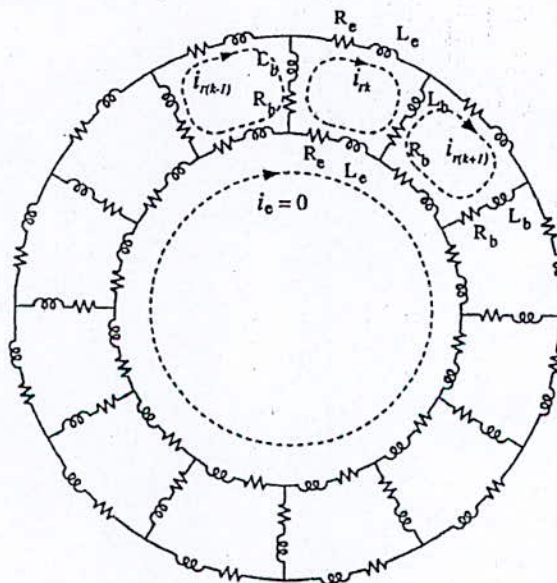


Fig.II.4 : Circuit équivalent d'un rotor à cage saine.

Les courants des barres et les sections d'anneau de court-circuit sont obtenus par l'application des lois de Kirchhoff, tels que :

$$i_{bk} = i_{kr} - i_{(k+1)r} \dots \dots \dots \text{et } i_{ek} = i_{kr} - i_e \quad k = 1, 2, \dots, N_r$$

Avec:

- i_{kr} Le courant circulant dans la maille kr .
- $i_{(k+1)r}$ Le courant circulant dans la maille $(k+1)r$.
- i_{bk} Le courant d'une barre rotorique.
- i_e Le courant circulant dans la maille d'anneau.
- i_{ek} Le courant d'une section d'anneau.

Les équations électriques au rotor s'écrivent:

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (II.8)$$

Avec:

$$[\phi_r] = [L_{sr}]^T [i_{abc}] + [L_r][i_r] \quad (II.9)$$

Telle que:

$$[v_r] = [v_{1r} \quad v_{2r} \quad \dots \quad v_{kr} \quad \dots \quad v_{N_r, r} \quad v_e]^T = 0$$

$$[\phi_r] = [\phi_{1r} \quad \phi_{2r} \quad \dots \quad \phi_{kr} \quad \dots \quad \phi_{N_r, r} \quad \phi_e]^T$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \cdot & 0 \\ 0 & -R_b & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & -R_b \\ -R_b & \cdot & \cdot & \dots & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \dots & L_{1(N_r-1)} & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \dots & \cdot & L_{2N_r} \\ L_{31} & L_{32} - L_b & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ L_{N_r, 1} - L_b & \cdot & \cdot & \dots & L_{N_r, (N_r-1)} - L_b & L_{(N_r-1)N_r} - L_b \\ & & & & & L_0 \end{bmatrix}$$

Telle que :

$$R_0 = 2(R_b + R_e)$$

$$L_0 = L_{kk} + 2(L_b + L_e)$$

Avec:

$$L_{kk} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right)$$

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi}\right)$$

$$L_{kk} = L_{ki} + \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r$$

L'équation électrique d'une maille inter barres kr s'écrit :

$$0 = -R_b i_{(k-1)r} + 2(R_b + R_e) i_{kr} - R_b i_{(k+1)r} - R_e i_e + \frac{d\phi_{kr}}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Et l'équation électrique de la maille d'anneau s'écrit :

$$0 = N_r R_e i_e - \sum_{kr=1}^{N_r} R_e i_{kr} + \frac{d\phi_e}{dt} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

- ϕ_{kr} Le flux total d'une maille kr du rotor.
- ϕ_e Le flux total de la maille d'anneau de court-circuit.
- R_e Désigne la résistance de l'anneau de court-circuit.
- R_b Celle d'une barre.
- L_e L'inductance de l'anneau de court-circuit.
- L_b Celle d'une barre.
- L_{ii} L'inductance propre de chaque maille rotorique.
- L_{ki} L'inductance mutuelle entre la $k^{ème}$ maille et la $i^{ème}$ maille du rotor.

La résistance et l'inductance rotoriques équivalentes

La résistance et l'inductance équivalentes s'obtiennent respectivement à partir du premier terme de l'équation (II.7) et le premier terme de l'équation (II.8). En multipliant chaque range des deux matrices $[R_r]$, $[L_r]$ et le vecteur $[i_r]$ par $1, b, \dots, b^{N_r-1}$, avec $b = e^{j\alpha_r}$, là où nous avons utilisé l'identité $b^{N_r+m} = b^m$.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{01} & -R_b b^{N_r-1} & 0 & \dots & 0 & -R_b b \\ -R_b b & R_{02} & -R_b b^{N_r-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -R_b b^{N_r-1} & 0 & 0 & 0 & -R_b b & R_{0N_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ b i_{2r} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b^{N_r-1} i_{N_r r} \end{bmatrix} + \frac{d[\phi_r]}{dt}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_r \\ b\phi_r \\ \vdots \\ \vdots \\ b^{N_r-1}\phi_{N_r} \end{bmatrix} = [L_{sr}]^T [i_{abd}] + \begin{bmatrix} L_0 & (L_{12}-L_b)b^{N_r-1} & 0 & \dots & 0 & (L_{N_r}-L_b)b \\ (L_{21}-L_b)b & L_0 & (L_{23}-L_b)b^{N_r-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ (L_{N_r1}-L_b)b^{N_r-1} & 0 & 0 & 0 & (L_{N_r(N_r-1)}-L_b)b & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ bi_r \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b^{N_r-1}i_{N_r} \end{bmatrix}$$

La somme des éléments de chaque range de la matrice $[R_r]$, nous donne la résistance équivalente sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} r_r &= 2(R_b + R_e) - R_b(b^{N_r-1} + b) \\ &= 2R_e + 2R_b(1 - \cos \alpha_r) \end{aligned}$$

La somme des éléments de chaque range de la matrice $[L_r]$, nous donne l'inductance équivalente sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} l_r &= L_{kk} + 2(L_b + L_e) - (L_{ki} - L_b)(b^{N_r-1} + b) + (b^2 + \dots + b^{N_r-2})L_{ki} \\ &= 2(L_b + L_e) - L_b(b^{N_r-1} + b) + \left(\frac{b^{N_r} - 1}{b - 1}\right)L_{ki} + \frac{\mu_0 l_r}{g} \alpha_r \\ &= 2L_e + 2L_b(1 - \cos \alpha_r) + \frac{\mu_0 l_r}{g} \alpha_r \end{aligned}$$

On note que la résistance et l'inductance équivalentes r_r et l_r sont exprimées en fonction de la résistance d'une barre, la résistance d'anneau de court-circuit, et l'angle entre deux barres adjacentes. On plus, les dimensions du rotor pour l'inductance équivalente.

L'expression du couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [i_{abc}] \frac{\partial [L_{sr}(\theta_r)]}{\partial \theta_r} [i_r] \quad (II.12)$$

Après les opérations de calcul et réarrangement l'expression du couple, nous obtenons:

$$C_{em} = \frac{P}{2} L_m \left\{ \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \sum_{kr=1}^{N_r} i_{kr} \sin(\theta_r + (kr-1)\alpha_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_c - i_b) \sum_{kr=1}^{N_r} i_{kr} \cos(\theta_r + (kr-1)\alpha_r) \right\} \quad (II.13)$$

II.5 Modèle de la machine asynchrone dans le système d, q

On a vu dans le modèle réel de la machine asynchrone que les inductances mutuelles sont variables par rapport à la position θ , alors les équations (II.6) et (II.8) sont variables et de résolution analytique difficile. Un changement de variable simple qui exprime une transformation des variables triphasées des éléments d'un circuit stationnaire à un système de référence arbitraire. Pour établir ce modèle, on doit appliquer la transformation de Park aux équations électriques et magnétiques de la machine asynchrone.

➤ Transformation de Park

La transformation de Park généralisée consiste à remplacer un bobinage n-phasés par un bobinage biphasé équivalent de point de vue électrique et magnétique, peut être schématisé par la figure suivante :

Axe direct (indice d).
Axe transversal (indice q).
Axe homo polaire (indice h).

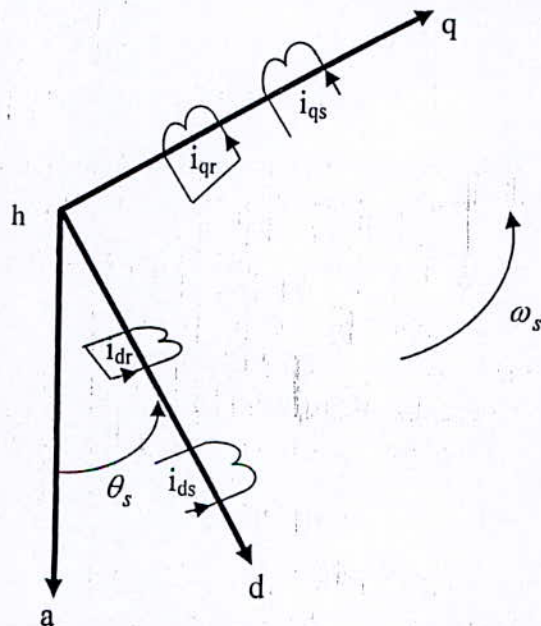


FIG. II.5 : Modèle de la machine asynchrone dans le système d, q.

En écriture matricielle, on a :

$$[G_{dqh}] = [A][G_{abc}]$$

$$[G_{abc}] = [A]^{-1}[G_{dqh}]$$

Avec :

- [G] Un vecteur représente une grandeur électrique ou magnétique (système de tensions, de courants, de flux ou de charges).
- [A] La matrice de transformation.

Pour le stator, on a un système triphasé équilibré, la matrice de transformation et sa matrice de transformation inverse s'écrivent comme suit :

$$[A_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} [A_s]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Pour le rotor, on a un cage d'écuréuil l'équivalent d'un système N_r -phase, la matrice de transformation généralisée s'écrit [20] :

$$[A_r] = \sqrt{\frac{2}{N_r}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \alpha_r) & \dots & \cos(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - \alpha_r) & \dots & -\sin(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \end{bmatrix}$$

▪ Equations électriques

On a, au stator :

$$[v_s] = R_s \cdot [i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt}$$

Multiplions par la matrice de transformation du stator $[A_s]$:

$$[A_s] \cdot [v_s] = [A_s] \cdot R_s \cdot [i_s] + [A_s] \cdot \frac{d[\phi_s]}{dt}$$

$$[v_{dq}]_s = R_s \cdot [i_{dq}]_s + [A_s] \frac{d}{dt} \left([A_s]^{-1} [\phi_{dq}]_s \right)$$

$$[v_{dq}]_s = R_s \cdot [i_{dq}]_s + \frac{d[\phi_{dq}]_s}{dt} + \omega_s J_2 [\phi_{dq}]_s$$

Avec :

- ω_s Vitesse de rotation de l'axe d par rapport a l'axe a.
- J_2 Est une matrice de rotation de 90° .

Telle que :

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

De même pour le rotor en multipliant par $[A_r]$, on peut écrire:

$$[v_{dq}]_r = r_r \cdot [i_{dq}]_r + \frac{d[\phi_{dq}]_r}{dt} + \omega_r J_2 [\phi_{dq}]_r$$

Avec :

- ω_r La vitesse de rotation de l'axe d par rapport à l'axe A.

Telle que : $\omega_r = \omega_s - \omega = g \omega_s$

ω La vitesse de rotation de l'axe A par rapport a l'axe a.
 g Le glissement.

Donc :

$$\begin{cases} [v_{dq}]_s = R_s \cdot [i_{dq}]_s + \frac{d[\phi_{dq}]_s}{dt} + \omega_s J_2 [\phi_{dq}]_s \\ [v_{dq}]_r = r_r \cdot [i_{dq}]_r + \frac{d[\phi_{dq}]_r}{dt} + (\omega_s - \omega) J_2 [\phi_{dq}]_r \end{cases} \quad (II.14)$$

• **Equations magnétiques**

L'équation du stator s'écrit :

$$[\phi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r]$$

Multiplions par $[A_s]$:

$$\begin{aligned} [A_s] \cdot [\phi_s] &= [A_s][L_s][i_s] + [A_s][L_{sr}][i_r] \\ [\phi_{dq}]_s &= [A_s][L_s][A_s]^{-1} \cdot [i_{dq}]_s + [A_s][L_{sr}][A_r]^{-1} \cdot [i_{dq}]_r \end{aligned}$$

En utilisant le produit matriciel, on a :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases}$$

Telle que :

$$L_s \quad \text{Inductance cyclique statorique} = L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}$$

$$M \quad \text{Mutuelle inductance cyclique statorique rotorique} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m$$

De même pour les flux rotorique, on a :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = l_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = l_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases}$$

Après simplification et arrangement l'équation (II.5), nous obtenons un système d'équations non linéaire d'une machine biphasée dont les coefficients sont indépendants de l'angle θ , sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pM & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_s M & pM \\ pM & -\omega_r M & r_r + pl_r & -\omega_r l_r \\ \omega_r M & pM & \omega_r l_r & r_r + pl_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

p : L'opérateur $\frac{d}{dt}$

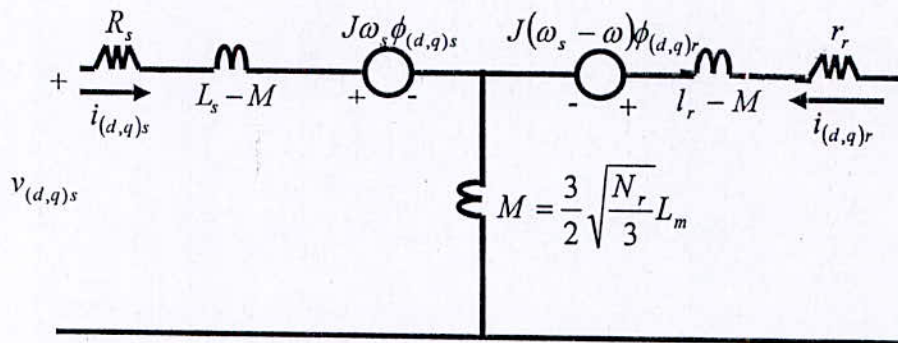


Fig. II.5: Circuit équivalent de la machine asynchrone dans le système d, q

- **Equations mécaniques**

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m P(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (\text{II.16})$$

Alors l'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{3}{2} \sqrt{\frac{N_r}{3}} L_m P(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.17})$$

II.5.1 Mise sous forme d'état de Park de la machine asynchrone

Dans une machine asynchrone triphasée alimentée par un système équilibré de tension, considérons les tensions statoriques (v_{ds}, v_{qs}) et la vitesse du champ tournant ω_s comme variables de commande, ainsi les tensions rotoriques sont nulles ($v_{dr}=0, v_{qr}=0$). Nous pouvons choisir le référentiel de Park lié au champ tournant, et comme variable d'état les flux rotoriques avec les courants statoriques et la vitesse électrique ($\phi_{dr}, \phi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, \omega$), ou les flux statoriques et les flux rotoriques et la vitesse électrique ($\phi_{ds}, \phi_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega$), ou les flux statoriques et les courants statoriques et la vitesse électrique ($\phi_{ds}, \phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \omega$), ou les courants statoriques et les courants rotoriques et la vitesse électrique ($i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \omega$).

Dans ce travail, nous allons considérer les courants statoriques, les courants rotoriques et la vitesse électrique de rotation ($i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \omega$) comme variables d'état, le modèle s'exprime comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & \frac{\beta_s}{\sigma T_r} & \frac{\beta_s}{\sigma} \omega \\ -(\omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega) & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{\beta_s}{\sigma} \omega & \frac{\beta_s}{\sigma T_r} \\ \frac{\beta_r}{\sigma T_s} & \frac{\beta_r}{\sigma} \omega & -\frac{1}{\sigma T_r} & \omega_s - \frac{1}{\sigma} \omega \\ -\frac{\beta_r}{\sigma} \omega & \frac{\beta_r}{\sigma T_s} & -(\omega_s - \frac{1}{\sigma} \omega) & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{s\sigma}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{s\sigma}} \\ \frac{\beta_r}{L_{s\sigma}} & 0 \\ 0 & \frac{\beta_r}{L_{s\sigma}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{P^2 M}{J} i_{qr} & \frac{\dot{P}^2 M}{J} i_{dr} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} - \frac{P}{J} [C_r] \quad (II.19)$$

Avec :

- σ Coefficient de dispersion = $1 - \frac{M^2}{L_s l_r}$
- T_s Constant de temps du stator = $\frac{L_s}{R_s}$
- T_r Constant de temps du rotor = $\frac{l_r}{r_r}$

Tels que : $\omega = P\Omega$ $L_{s\sigma} = L_s \sigma$ $\beta_s = \frac{M}{L_s}$ $\beta_r = \frac{M}{L_r}$

II.6 Résultats de simulation

Pour la simulation numérique, nous avons utilisé le modèle d'état de Park (II.18)-(II.19) qui contient les courants statoriques et rotoriques et la vitesse de rotation. Les tensions d'alimentation sont considérées sinusoïdales, équilibrées et de valeurs efficaces de 220 v.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone saine à rotor à cage d'écurueil pour le diagnostic de défaillances de cette machine au troisième chapitre. Dans un premier temps, nous avons présenté la description de cette machine et sous quelles hypothèses nous pouvons obtenir un modèle réel de la machine. Nous avons ensuite détaillé en utilisant les lois de Kirchhoff le modèle mathématique du rotor à cage qui contient un grand nombre d'équations en fonction des résistances et des inductances de barres et d'anneaux de court-circuit, de plus en fonction des dimensions géométriques du rotor. Ce nombre d'équations requises pour représenter entièrement la machine est indépendant du nombre de barres rotoriques considéré et les équations résultantes ont une structure semblable à celle trouvée dans le modèle habituel d-q.

Dans un second temps, nous avons présenté la transformation de Park généralisée pour N_r -phases au rotor où bien N_r mailles rotoriques, qui permet de trouver un modèle simplifié de la machine dans le repère diphasé appelé repère (d, q). Ce modèle est exprimé en fonction de la résistance, l'inductance cyclique statoriques, et l'inductance mutuelle cyclique stator rotor indépendante du temps, et en fonction de la résistance et l'inductance équivalentes rotoriques.

**Etude théorique de défaillances rotoriques de la machine
asynchrone**

Introduction

Au premier chapitre, nous avons présenté une étude bibliographique où bien un état de l'art sur les différentes défaillances de la machine asynchrone et leur méthode de diagnostic qui s'appelle « analyse de la signature du courant moteur MCSA ». Ces défauts que nous avons cités sont généralement trouvés au niveau du stator (court-circuit entre les spires d'une même phase ou entre deux phases), au niveau des roulements à billes, et au niveau du rotor (cassure des barres ou des portions d'anneaux de court-circuit, défaut relatif de l'excentricité).

Dans ce chapitre, nous allons consacrer notre étude sur les défauts qui interviennent à la cassure d'une ou plusieurs barres rotoriques d'une part, d'autre part à la cassure d'une portion d'anneau de court-circuit. Cette étude nous permet de connaître le type du défaut à l'aide de l'analyse spectrale du courant statorique de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

III.1 Rupture des barres

III.1.1 Machine asynchrone avec une barre cassée

La rupture d'une barre rotorique diminue le nombre d'équations par une seule équation au rotor, cette rupture impose la condition suivante :

- Si la barre cassée se trouve entre deux mailles rotoriques quelconques i_r et $(i+1)_r$, alors ces deux mailles vont composer une nouvelle grande maille les deux courants i_{i_r} et $i_{(i+1)_r}$ sont égaux. Il suffit de représenter l'équation de cette nouvelle maille par l'un des deux courants.

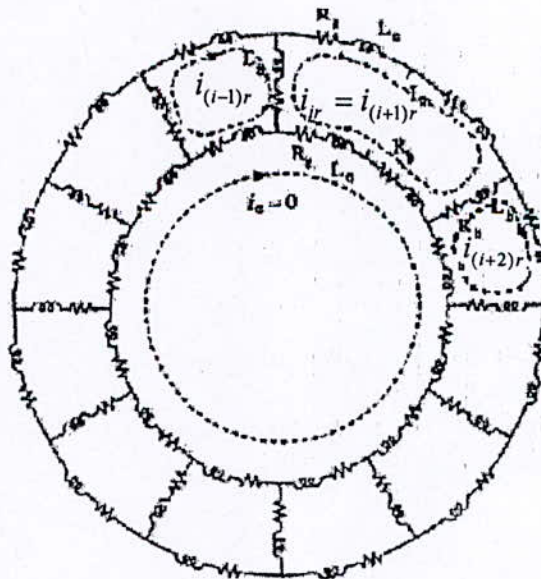


Fig. III.1 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec une barre cassée

Dans les matrices inductances la ligne et la colonne $i + 1$ sont éliminées et les termes relatifs à la colonne i sont donc recalculés en utilisant l'expression en tenant compte de la nouvelle fonction définie la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique :

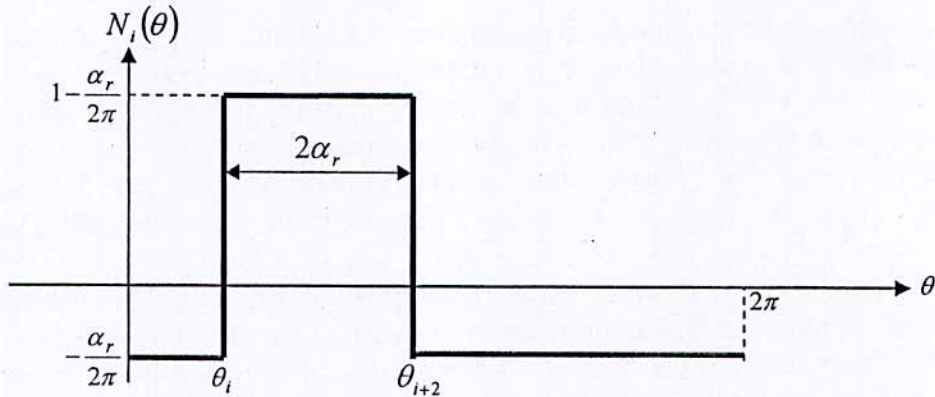


Fig. III.2 : La fonction définie la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique concernée la cassure d'une barre

$$N_i = \begin{cases} -\alpha_r / 2\pi & 0 < \theta \leq \theta_i \\ 1 - \alpha_r / 2\pi & \theta_i < \theta \leq \theta_{i+2} \\ -\alpha_r / 2\pi & \theta_{i+2} < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

L'inductance mutuelle entre la phase a et la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique est la suivante :

$$L_{ai} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} N_s \sin(2\delta) \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + 2\delta) \quad (III.1)$$

La matrice de l'inductance mutuelle stator rotor, devient :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{ai} & L_{a(i+2)} & \dots & L_{aN_r} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bi} & L_{b(i+2)} & \dots & L_{bN_r} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{ci} & L_{c(i+2)} & \dots & L_{cN_r} \end{bmatrix}$$

L'inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et la $i^{\text{ème}}$ maille du rotor est recalculée comme suit :

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = -2 \frac{\mu_0 lr}{g} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.2)$$

L'inductance propre de la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique, devient :

$$L_{ii} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left(2 - 3 \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (III.3)$$

La $i^{\text{ème}}$ maille rotorique concernée la cassure d'une barre devient plus large que les autres mailles, cette maille contient deux résistances et deux inductances supplémentaires des deux portions d'anneaux de court-circuit :

$$R_{0i} = 2(R_b + 2R_e)$$

$$L_{0i} = L_{ii} + 2(L_b + 2L_e)$$

Alors, la matrice inductance rotorique devient :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \dots & L_{1i} & L_{1(i+2)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{12} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \dots & \dots & \dots & \dots & L_{2N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{i1} & \dots & \dots & \dots & L_{0i} & L_{i(i+2)} - L_b & \dots & \dots \\ L_{(i+2)i} & \dots & \dots & \dots & L_{(i+2)i} - L_b & L_0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{(N_r-1)i} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & L_{(N_r-1)N_r} - L_b \\ L_{N_r,1} - L_b & L_{N_r,2} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & L_0 \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances rotorique est affectée par la cassure de la barre, et s'obtient à partir de la nouvelle représentation suivante :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_{0i} & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

III.1.2 Machine asynchrone avec deux barres adjacentes cassées

Dans cette partie, nous supposons qu'une machine asynchrone défaillante à cause de la rupture de deux barres rotoriques adjacentes. C'est évidemment que le nombre de mailles rotoriques diminue de 2 mailles. Alors cette rupture des deux barres adjacentes, nous donne explicitement une nouvelle grande maille qui contient les trois mailles i_r , $(i+1)r$ et $(i+2)r$, on aura :

$$i_r = i_{(i+1)r} = i_{(i+2)r}$$

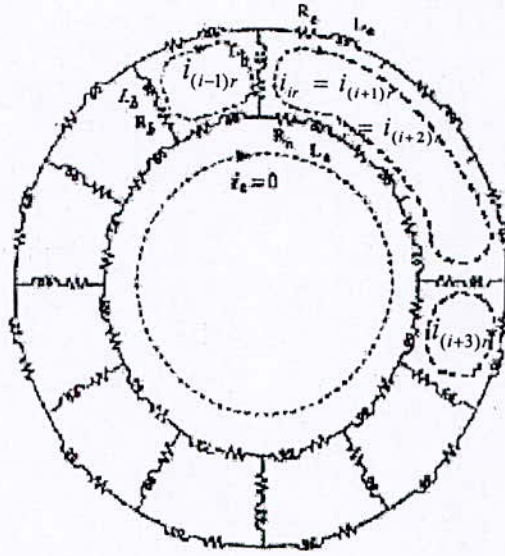


Fig. III.3 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec deux barres cassées

La nouvelle fonction définie la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique concernée la cassure des deux barres adjacentes s'obtient à partir de l'allure suivante :

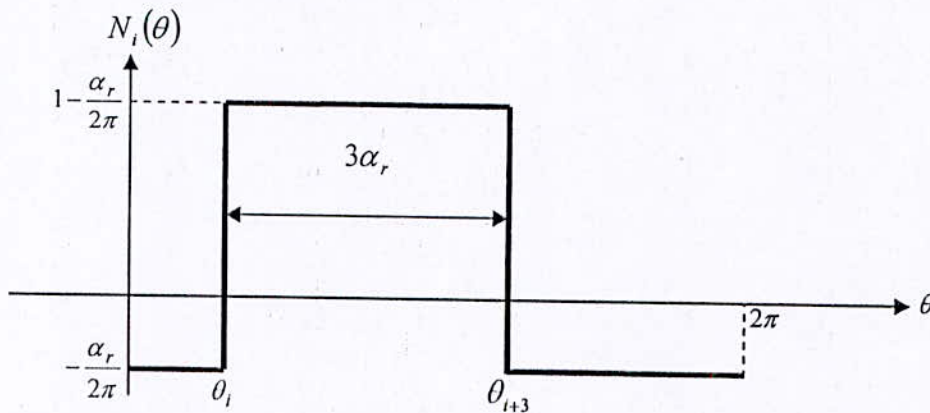


Fig. III.4 : La fonction définie la $i^{\text{ème}}$ maille rotorique concernée la cassure de deux barres

$$N_i = \begin{cases} -\alpha_r / 2\pi & 0 < \theta \leq \theta_i \\ 1 - \alpha_r / 2\pi & \theta_i < \theta \leq \theta_{i+3} \\ -\alpha_r / 2\pi & \theta_{i+3} < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

De la même façon que l'étape précédente, on va recalculés les différentes inductances s'obtiennent :

- Calcul de l'inductance mutuelle stator rotor :

$$L_{ai} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} N_s \sin(3\delta) \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + 3\delta) \quad (III.4)$$

Donc la matrice de l'inductance mutuelle stator rotor, devient :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{ai} & L_{a(i+3)} & \dots & L_{aN_r} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bi} & L_{b(i+3)} & \dots & L_{bN_r} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{ci} & L_{c(i+3)} & \dots & L_{cN_r} \end{bmatrix}$$

- Calcul de l'inductance mutuelle entre la $k^{ème}$ maille et la $i^{ème}$ maille du rotor :

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = -3 \frac{\mu_0 lr}{g} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.5)$$

- Calcul de l'inductance propre de la $i^{ème}$ maille rotorique :

$$L_{ii} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left(3 - 5 \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (III.6)$$

La $i^{ème}$ maille rotorique concernée la cassure de deux barres devient plus large trois fois que les autres mailles, cette maille contient trois résistances et trois inductances supplémentaires des trois portions d'anneaux de court-circuit :

$$\begin{aligned} R_{0i} &= 2(R_b + 3R_e) \\ L_{0i} &= L_{ii} + 2(L_b + 3L_e) \end{aligned}$$

Alors, la matrice inductance rotorique devient :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \cdot & L_{1i} & L_{1(i+3)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{12} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & L_{2N_r} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{i1} & \cdot & \cdot & \cdot & L_{0i} & L_{i(i+3)} - L_b & \cdot & \cdot \\ L_{(i+3)i} & \cdot & \cdot & \cdot & L_{(i+3)i} - L_b & L_0 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{(N_r-1)i} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & L_{(N_r-1)N_r} - L_b \\ L_{N_r,1} - L_b & L_{N_r,2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & L_0 \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances rotoriques pour deux barres adjacentes cassées :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_{0i} & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b \\ -R_b & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

III.1.2 Machine asynchrone avec deux barres non adjacentes cassées

Supposons maintenant que les barres cassées sont non adjacentes, c'est bien évident que les matrices des résistances et des inductances de la partie précédente ne sont pas les mêmes. On va voir qu'il y a une nouvelle inductance mutuelle entre les deux mailles i_r et j_r concernées les deux barres non adjacentes cassées comme le montre la figure suivante :

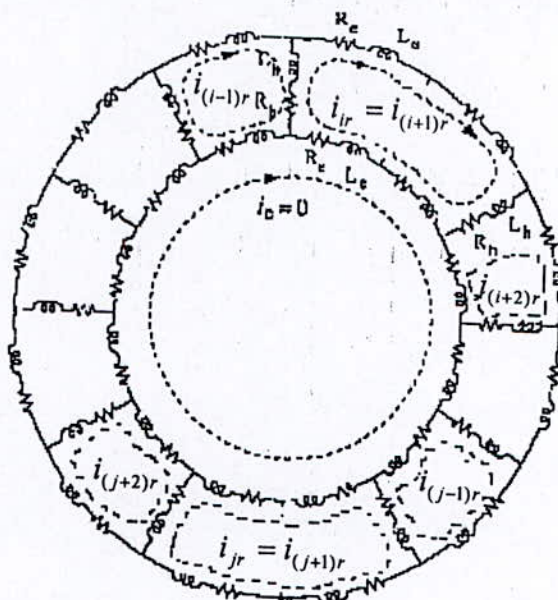


Fig. III.5 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec deux barres non adjacentes cassées

Cette défaillance diminue le nombre d'équations par deux équations, mais on aura :

$$\begin{aligned} i_{ir} &= i_{(i+1)r} \\ i_{jr} &= i_{(j+1)r} \end{aligned} \quad (III.7)$$

Les inductances mutuelles (stator-rotor, rotor-rotor) et l'inductance propre de la maille i_r reste les mêmes comme on a vu dans la première partie. De la même procédure on peut calculé les inductances de la maille j_r , telles que :

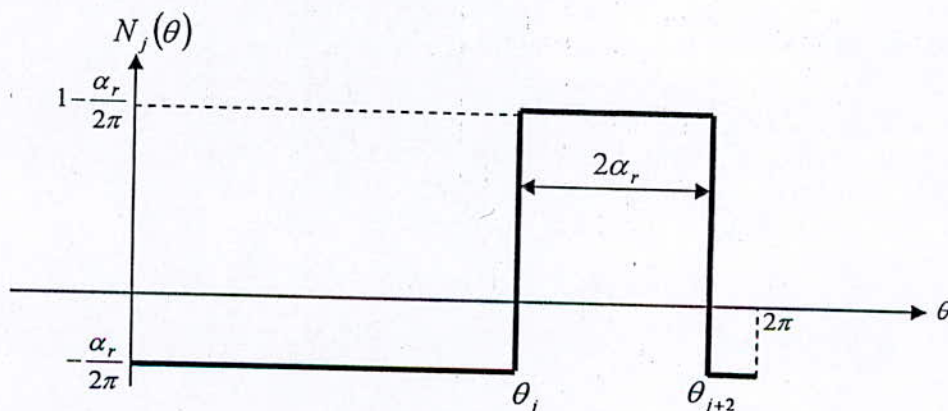


Fig. III.6 : La fonction définie la $j^{\text{ème}}$ maille rotorique concernée la cassure de la barre j_r

$$N_j = \begin{cases} -\alpha_r / 2\pi & 0 < \theta \leq \theta_j \\ 1 - \alpha_r / 2\pi & \theta_j < \theta \leq \theta_{j+2} \\ -\alpha_r / 2\pi & \theta_{j+2} < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

- Calcul des inductances mutuelles stator-rotor des deux mailles ir et jr :

$$L_{ai} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} N_s \sin(2\delta) \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + 2\delta) \quad (III.8)$$

$$L_{aj} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_j(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} N_s \sin(2\delta) \cos(\theta_r + (j-1)\alpha_r + 2\delta) \quad (III.9)$$

La matrice de l'inductance mutuelle stator rotor, devient :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{ai} & L_{a(i+2)} & \dots & L_{aj} & L_{a(j+2)} & \dots & L_{aN_r} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bi} & L_{b(i+2)} & \dots & L_{bj} & L_{b(j+2)} & \dots & L_{bN_r} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{ci} & L_{c(i+2)} & \dots & L_{cj} & L_{c(j+2)} & \dots & L_{cN_r} \end{bmatrix}$$

- Calcul des inductances propres de la $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ mailles rotoriques :

$$L_{ii} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left(2 - 3 \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (III.10)$$

$$L_{jj} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_j^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left(2 - 3 \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (III.11)$$

- Calcul des inductances mutuelles entre la $k^{\text{ème}}$ et $i^{\text{ème}}$ maille d'une part, d'autre part entre la $k^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ maille du rotor :

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = -2 \frac{\mu_0 lr}{g} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.12)$$

$$L_{kj} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_j(\theta) d\theta = -2 \frac{\mu_0 lr}{g} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.13)$$

- Calcul de l'inductance mutuelle entre la $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ maille :

$$L_{ij} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i(\theta) N_j(\theta) d\theta = -3 \frac{\mu_0 lr}{g} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.14)$$

La matrice des inductances rotoriques devient :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & \dots & L_{1i} & L_{1(i+2)} & \dots & L_{1j} & L_{1(j+2)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{i1} & \cdot & \dots & L_{0i} & L_{i(i+2)} - L_b & \dots & L_{ij} & L_{i(j+2)} & \dots & L_{iN_r} \\ L_{(i+2)i} & \cdot & \dots & L_{(i+2)i} - L_b & L_0 & \dots & L_{(i+2)j} & L_{(i+2)(j+2)} & \dots & L_{(i+2)N_r} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{j1} & \cdot & \dots & L_{j1} & L_{j(i+2)} & \dots & L_{0j} & L_{j(j+2)} - L_b & \dots & L_{jN_r} \\ L_{(j+2)1} & \cdot & \dots & L_{(j+2)1} & L_{(j+2)(i+2)} & \dots & L_{(j+2)j} - L_b & L_0 & \dots & L_{(j+2)N_r} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{N_r,1} - L_b & \cdot & \dots & L_{N_r,1} & L_{N_r(i+2)} & \dots & L_{N_r,j} & L_{N_r(j+2)} & \dots & L_0 \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances rotoriques s'écrit :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & -R_b \\ -R_b & R_0 & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & R_{0i} & -R_b & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & -R_b & R_0 & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & R_{0j} & -R_b & \dots & 0 \\ 0 & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & -R_b & R_0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot & \dots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \cdot & \cdot & \dots & 0 & 0 & \dots & R_0 \end{bmatrix}$$

Tels que :

$$R_{0i} = 2(R_b + 2R_e)$$

$$L_{0i} = L_{ii} + 2(L_b + 2L_e)$$

$$R_{0j} = 2(R_b + 2R_e)$$

$$L_{0j} = L_{jj} + 2(L_b + 2L_e)$$

Remarque

Il existe une différence entre les deux modèles d'équations d'un rotor à cage avec deux barres cassées, dans le premier modèle les deux barres sont adjacentes et dans le deuxième sont non adjacentes. Cette différence est apparaitre notamment aux niveau des résistances et des inductances propre et mutuelle des mailles concernées la cassure des barres ainsi l'inductance mutuelle entre celles-ci et les enroulements statoriques.

III.1.4 Généralisation pour une machine avec n barres adjacentes cassées

Dans le cas générale, ou on a un rotor à cage avec un grand nombre n de barres cassées, la maille ir sera plus large n fois par rapport les autres mailles. Ainsi que le nombre d'équations sera diminué n fois, et le calcul des différentes inductances se fait de la même manière que les étapes précédentes.

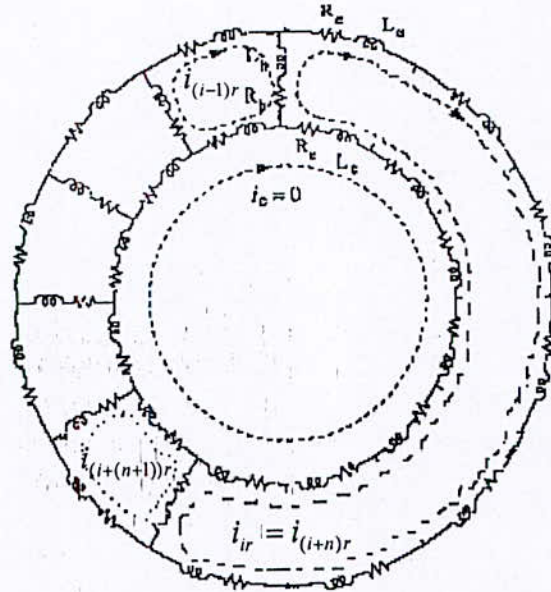


Fig. III.7 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec n barres adjacentes cassées

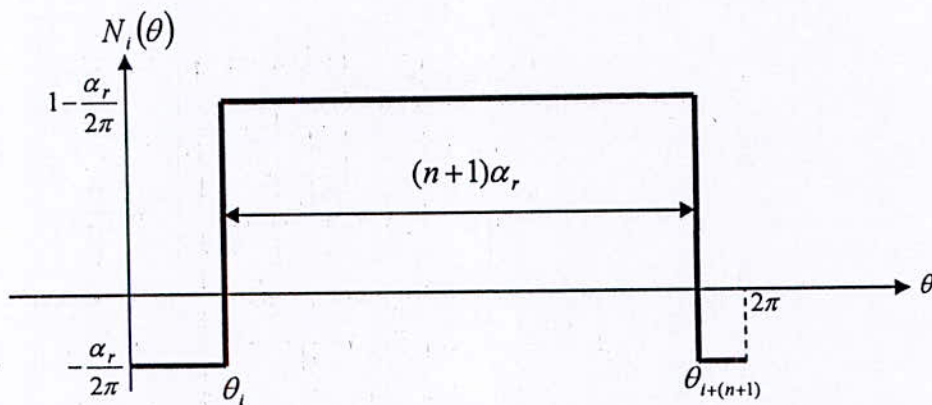


Fig. III.8 : La fonction définie la $i^{ème}$ maille rotorique concernée la cassure de n barres

$$N_i = \begin{cases} -\alpha_r / 2\pi & 0 < \theta \leq \theta_i \\ 1 - \alpha_r / 2\pi & \theta_i < \theta \leq \theta_{i+(n+1)} \\ -\alpha_r / 2\pi & \theta_{i+(n+1)} < \theta \leq 2\pi \end{cases}$$

- Calcul de L_{ai} :

$$L_{ai} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_a(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} N_s \sin((n+1)\delta) \cos(\theta_r + (i-1)\alpha_r + (n+1)\delta) \quad (III.15)$$

La matrice des inductances mutuelle stator-rotor diminuée par n colonne telle que :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{ai} & L_{a(i+(n+1))} & \dots & L_{aN_r} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{bi} & L_{b(i+(n+1))} & \dots & L_{bN_r} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{ci} & L_{c(i+(n+1))} & \dots & L_{cN_r} \end{bmatrix}$$

- Calcul de L_{ki} :

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = -(n+1) \frac{\mu_0 lr}{g} \left(\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (III.16)$$

- Calcul de L_{ii} :

$$L_{ii} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left((n+1) - (2n+1) \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (III.17)$$

La matrice des inductances rotoriques sera diminuée par n lignes et n colonnes telle que :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \dots & L_{1i} & L_{1(i+(n+1))} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{12} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \dots & \dots & \dots & \dots & L_{2N_r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{i1} & \dots & \dots & \dots & L_{0i} & L_{i(i+(n+1))} - L_b & \dots & \dots \\ L_{(i+(n+1))1} & \dots & \dots & \dots & L_{(i+(n+1))i} - L_b & L_0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{(N_r-1)i} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & L_{(N_r-1)N_r} - L_b \\ L_{N_r,1} - L_b & L_{N_r,2} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & L_0 \end{bmatrix}$$

De même la matrice des résistances rotoriques sera diminuée par n lignes et n colonnes telle que :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_{0i} & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & -R_b \\ -R_b & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$R_{0i} = 2(R_b + (n+1)R_c)$$

$$L_{0i} = L_{ii} + 2(L_b + (n+1)L_c)$$

III.2 Rupture des portions d'anneau de court-circuit

La rupture d'une portion d'anneau de court-circuit liée à une maille ir indique que le modèle d'équations diminué par une seule équation. Alors il suffit d'annuler la $i^{\text{ème}}$ ligne avec la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice des inductances rotoriques, de même pour la matrice des résistances rotoriques. Cependant les autres éléments de ces matrices restent les mêmes comme on a présenté au deuxième chapitre.

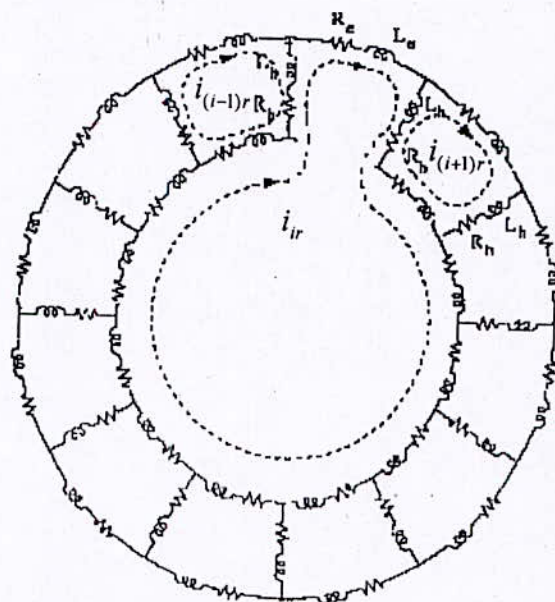


Fig. III.9 : Circuit équivalent d'un rotor à cage avec une portion d'anneau cassée

Donc les matrices de ce modèle deviennent :

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \dots & L_{a(i-1)} & 0 & L_{a(i+1)} & \dots & L_{aN_r} \\ L_{b1} & L_{b2} & \dots & L_{b(i-1)} & 0 & L_{b(i+1)} & \dots & L_{bN_r} \\ L_{c1} & L_{c2} & \dots & L_{c(i-1)} & 0 & L_{c(i+1)} & \dots & L_{cN_r} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & \dots & L_{1(i-1)} & 0 & L_{1(i+1)} & \dots & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{(i-1)1} & \cdot & \dots & L_0 & 0 & L_{(i-1)(i+1)} & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ L_{(i+1)1} & \cdot & \dots & L_{(i+1)(i-1)} & 0 & L_0 & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot & 0 & \cdot & \dots & \cdot \\ L_{N_r 1} - L_b & \cdot & \dots & L_{N_r(i-1)} & 0 & L_{N_r(i+1)} & \dots & L_0 \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & R_0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & R_0 & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -R_b \\ -R_b & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 0 & \cdot & \cdot & 0 & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

Dans le cas général, si il y a un grand nombre n de portions d'anneau cassées, le modèle d'équations sera diminué par n équations, avec l'annulation des mailles liées à ces portions.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé une étude théorique de différents défauts concernant la cage d'écureuil d'une machine asynchrone. Dans un premier temps, nous avons étudié la rupture d'une barre rotorique et ses influences sur les comportements de la machine, de la même manière nous avons étudié le modèle d'équations dans le cas de la rupture de deux barres adjacentes d'une part, et non adjacentes d'autre part, dans cette étape nous avons remarqué qu'il y a une différence entre les deux modèles au niveau des inductances propre et mutuelle des mailles concernées la cassure des barres. Ensuite nous avons généralisé ce

modèle pour un grand nombre de barres cassées de tel sort que le modèle reste valable pour n'importe quel nombre de barres cassées.

Dans un second temps, nous avons présenté brièvement le modèle d'équations d'un rotor à cage avec une portion d'anneau de court-circuit cassée, enfin nous avons donné les résultats de simulation de ces différents modèles pour les comparer avec les résultats d'expérimentation qui nous allons étudier au quatrième chapitre.

Tests expérimentaux effectués sur machine asynchrone ayant des défauts au rotor

Introduction

Dans les deux chapitres précédents, nous avons présenté une étude théorique d'une machine asynchrone saine et une autre défaillante respectivement. Ensuite nous avons donné quelques résultats de simulation illustrative, pour valider ces résultats nous allons faire une étude expérimentale a quatre machines asynchrones à cage d'écureuil de 4 kW, la première est une machine asynchrone saine, la deuxième est une machine asynchrone avec une barre cassée, la troisième est une machine asynchrone avec deux barres cassées, la quatrième est une machine asynchrone avec une portion d'anneau de court-circuit cassée, comme le montre la figure suivante :

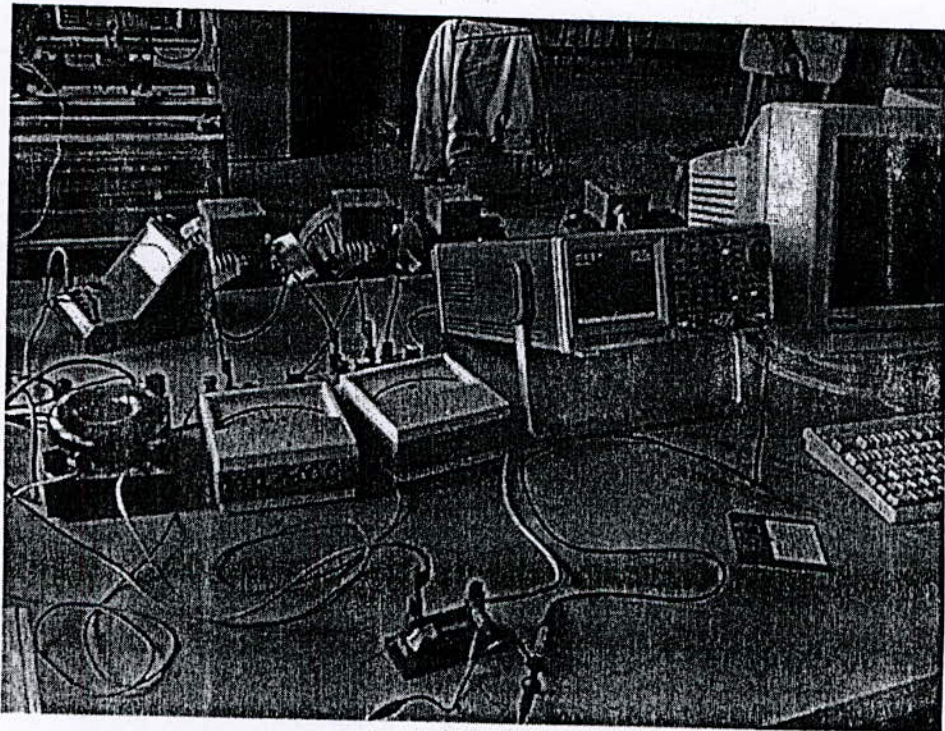


Fig. (IV.1) : Photographie du banc d'essais

Le banc est composé de :

- 04 machines asynchrones avec (rotor sain et rotors défaillants),
- L'analyseur de spectre pour le relevé des spectres de courant,
- Un PC pour le traitement des données,
- l'appareillage classique de mesures (Ampèremètre, Wattmètre, Transformateur d'Intensité, Shunt 0.1V-50A, etc..)

IV.1 Première expérience

Nous avons entamé notre travail par l'essai à vide d'une machine asynchrone saine montée en triangle alimentée par un système de tension triphasé de valeur efficace 220 v, et de fréquence 50 Hz, on obtient les deux résultats suivantes du première essai :

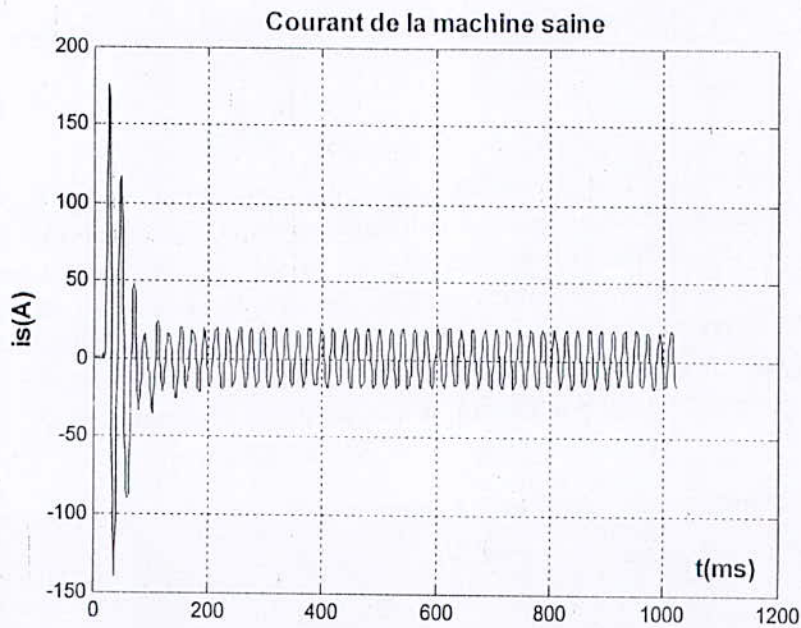


Fig. (IV.3) : Courant statorique d'une machine saine

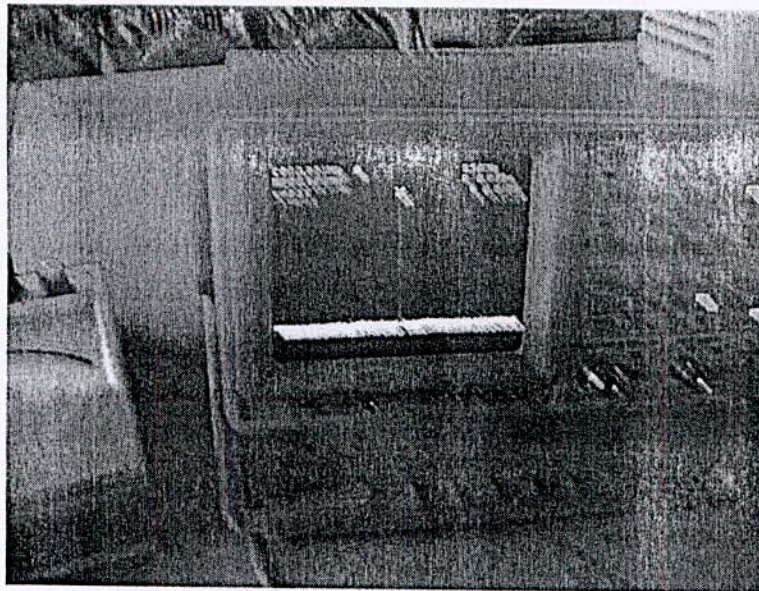


Fig. (IV.4) : Spectre du courant statorique d'une machine saine

Remarque:

Les résultats expérimentaux obtenus au premier essai concernant le courant statorique ainsi que son spectre d'harmonique, d'une machine asynchrone saine sont presque identiques à ceux obtenus par simulation (voir chap.II). Pour le courant statorique, l'allure s'obtient à l'instant de démarrage de la machine a vide, cette allure passe par un régime transitoire pendant 0.2 sec sous forme oscillatoire, puis, ce courant se stabilise au régime permanent. Cependant, le spectre de ce courant ayant une seule harmonique qui est l'harmonique fondamentale de la fréquence 50 Hz (voir figure (IV.4)).

IV.2 deuxième expérience

De même que la première expérience, mais cette fois avec une machine asynchrone défaillante à cause de la cassure d'une seule barre fonctionnée à vide sous les mêmes conditions précédentes, on a relevé les résultats illustrés ci-dessous :

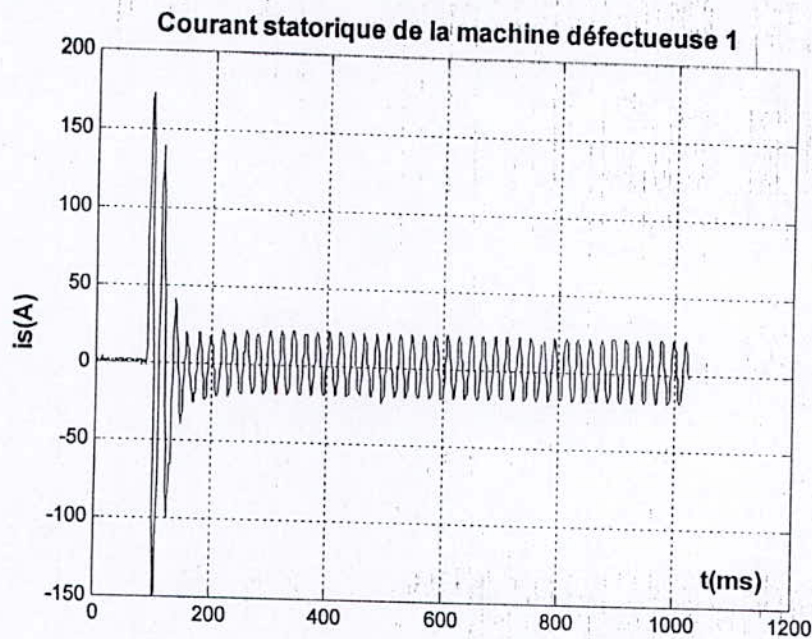


Fig. (VI.5) : Courant statorique d'une machine asynchrone avec une barre cassée

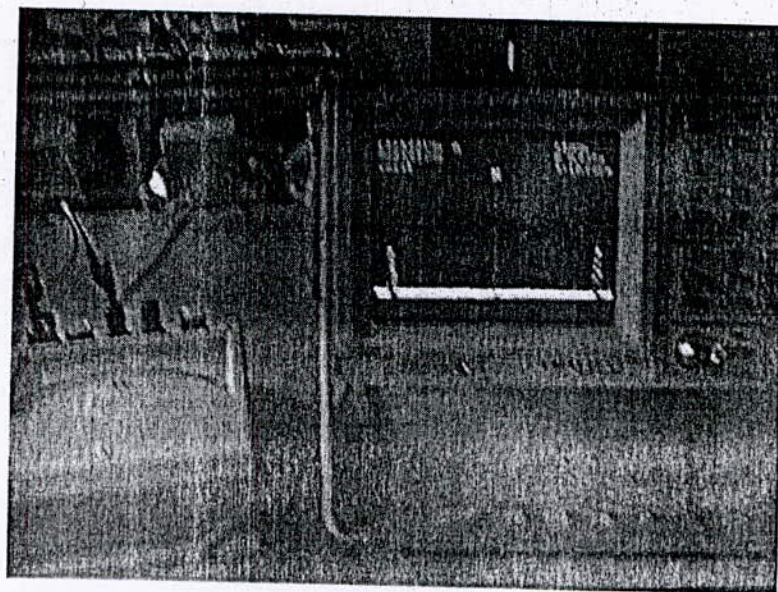


Fig. (VI.6) : Spectre du courant statorique d'une machine avec une barre cassée

Remarque

On peut remarquer que l'allure du courant statorique de la machine asynchrone avec une barre cassée n'a qu'une seule variation par rapport à l'allure du courant de la machine saine, cette variation se trouve au niveau des pics pendant le régime transitoire à l'instant de démarrage de la machine, ils deviennent un peu plus grands que ceux de la machine saine notamment le pic négatif ainsi le deuxième pic positif. Pour le spectre du courant, il existe deux petites harmoniques supplémentaires positionnés de façon symétrique par rapport au fondamental.

IV.3 Troisième expérience

Dans cette expérience, nous avons remplacé la machine asynchrone avec une barre cassée par une autre de deux barres cassées, sous les mêmes conditions on obtient les graphes suivants :

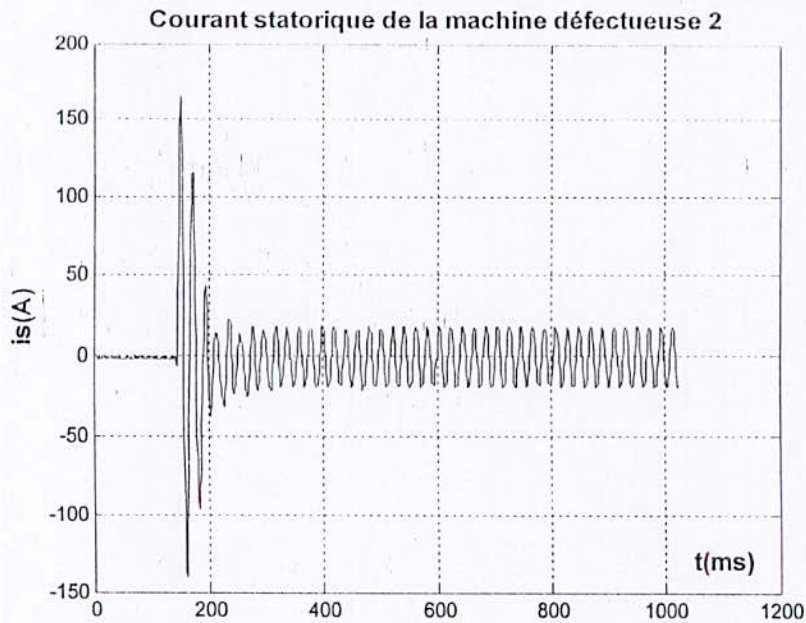


Fig. (VI.7) : Courant statorique d'une machine asynchrone avec deux barres cassées

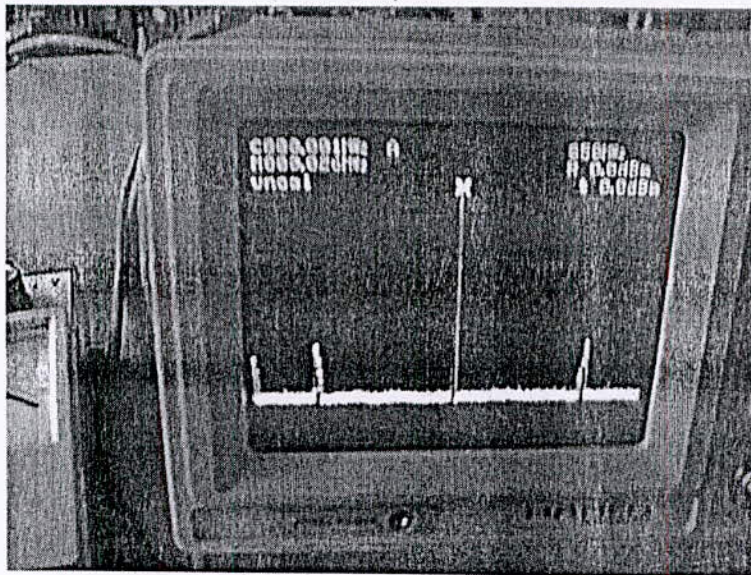


Fig. (VI.8) : Spectre du courant statorique d'une machine avec deux barres cassées

Remarque

La même remarque que la deuxième expérience, sauf que les pics du courant statorique ont augmentés et les harmoniques du spectre sont un peu plus élevées.

IV.4 Quatrième expérience

On utilise maintenant la machine asynchrone à une portion d'anneau de court-circuit cassée, dans les conditions des essais précédentes, on a obtenu le courant statorique ainsi que son spectre comme suit :

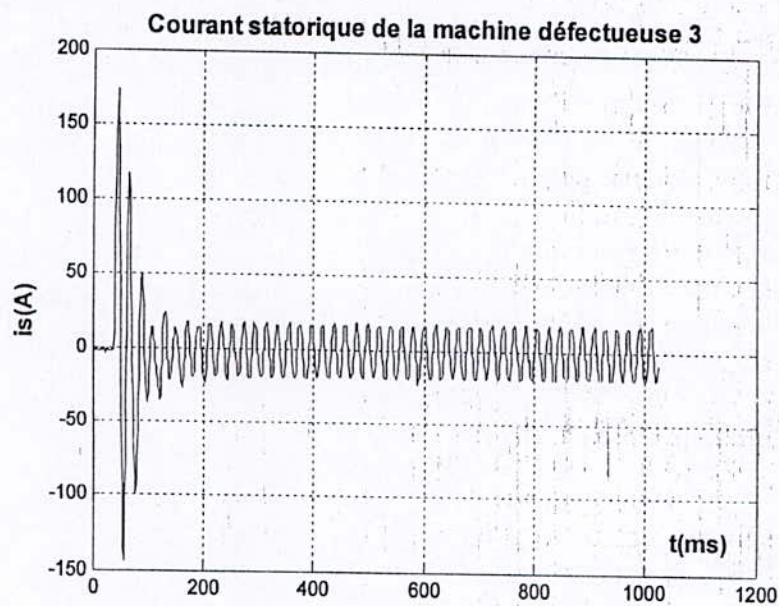


Fig. (VI.9) : Courant statorique d'une machine asynchrone avec une portion d'anneau cassée

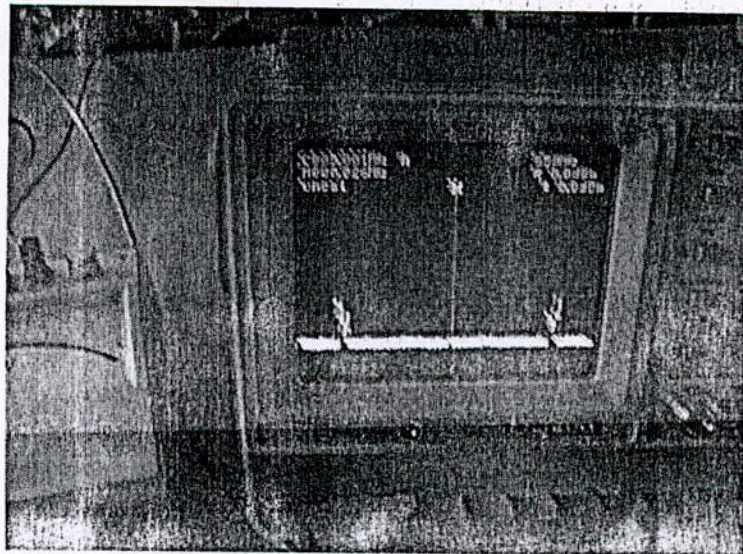


Fig. (VI.10) : Spectre du courant statorique d'une machine avec une portion d'anneau cassée

Les mêmes remarques sont visualisées que la deuxième expérience.

VI.5 Discussions et conclusion

Les expériences expérimentales ont été effectuées par les quatre machines asynchrones de 4 kW, 1435 tr/m, dans les mêmes conditions 220 v, 50 Hz, sont fonctionnées à vide. Nous avons relevé quelques remarques à partir des résultats obtenus, les remarques concernées aux machines défectueuses sont diverses à celle de la machine saine. Premièrement, l'augmentation de la durée du régime transitoire ainsi que l'élévation des pics du courant statorique pendant cette durée indiquent qu'il y a une panne dans chaque machine d'où cette dernière demande un courant plus grand au démarrage et prend un temps plus large pour stabilisée. Donc, l'apparition des deux harmoniques supplémentaires $(1 \pm 2s)f$ en fonction du glissement s sous forme symétrique par rapport au fondamentale dans chaque spectre du courant moteur validée le traitement théorique présenté au premier chapitre, l'harmonique inférieur $(1 - 2s)f$ indique la présence du défaut rotorique (une barre cassée, deux barres cassées, une portion d'anneau de court-circuit cassée), l'harmonique supérieur $(1 + 2s)f$ indique la conséquence des oscillations en vitesse comme le montre les figures de la vitesse exposées au troisième chapitre. Ces harmoniques supplémentaires varient proportionnellement avec le nombre des barres ou des portions d'anneau cassées ainsi que avec le glissement de la machine.

Finalement, on peut conclure que la méthode d'analyse spectrale du courant moteur (MCSA) en vue de diagnostic est une méthode efficace pour détecter et localiser les différentes pannes intervenant à la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil.

Conclusions générales et perspectives

Conclusion générale

Toutes les machines électriques, dans les applications industrielles, nécessitent une détection rapide et précoce de leurs défaillances, à cause de leurs utilisations fréquentes dans la plupart des domaines industriels. Alors la maintenance de ces machines justifie l'accent mis sur la recherche dans le diagnostic de défauts des entraînements électriques, notamment en vitesse variable. Ceci a motivé notre travail présenté dans ce mémoire et qui s'inscrit dans la continuité des travaux, déjà effectués comme en témoigne la riche bibliographie, concernant le diagnostic de défaillances rotoriques de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil.

Pour matérialiser l'étude, nous avons établi un état de l'art des défauts courants pouvant intervenir dans cette machine, ainsi que les méthodes classiques permettant de les détecter. Parmi ces méthodes, nous avons choisi la méthode d'analyse spectrale du courant moteur (MCSA : Motor Current Signature Analysis), comme méthode de diagnostic de la machine asynchrone, car elle est la technique la plus répandue de nos jours. De plus, elle est d'autant plus délicate qu'elle repose sur l'analyse et l'interprétation de la présence de fréquences et de l'évolution de l'amplitude de celles-ci

Le modèle utilisé au deuxième chapitre permet de simuler pratiquement tous les défauts envisageables dans les circuits rotoriques. D'autre part, il permet de visualiser des grandeurs inaccessibles dans d'autres types de modèles, tel la répartition des courants dans la cage d'écureuil. Cette analyse a permis de voir le comportement de la machine et d'en déduire des signatures caractéristiques des défauts. Nous avons également pu établir que lors de la rupture d'une barre ou d'une portion d'anneau au rotor, les barres adjacentes et les portions en quadrature sont les plus sollicitées. Des oscillations apparaissent sur le couple électromagnétique ainsi que la vitesse de rotation et des harmoniques sur les courants absorbés dans le cas où la machine fonctionne en charge.

L'étroite collaboration entre notre Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et l'Entreprise Algérienne des Industries Electrotechniques, nous a permis de faire une étude approfondie sur de tels défauts et ensuite de valider nos résultats théoriques obtenus par simulation. Cette validation, par une étude expérimentale, a été effectuée au sein de notre laboratoire sur quatre machines fabriquées spécialement pour les besoins du diagnostic.

L'une est de fabrication saine et les trois (03) autres sont défectueuses par construction, création des trous au niveau des barres ou des portions d'anneau. L'utilisation de l'analyseur de spectre sur le courant stator donne le spectre du courant de chaque machine, les harmoniques apparaissent avec le fondamental indiquant la présence d'une panne dans la machine et ce, quelque soit la nature de cette panne.

Le travail présenté dans ce mémoire permet de répondre à un certain nombre de questions sur le plan théorique ainsi qu'expérimental, mais laisse d'autres points en suspens. Ce qui est loin d'être achevé. Pour la partie théorique, le modèle réel des circuits couplés magnétiquement de la machine saine où défectueuse ne considère pas l'effet de saturation de la machine, alors le calcul des inductances notamment les mutuelles sera de plus en plus compliqué avec la considération de ce phénomène. De plus, les essais expérimentaux qui ont été effectués sur les machines défectueuses (avec une barre cassée, deux barres cassées, et une portion d'anneau cassée) restent insuffisants. Donc, il est bien clair, qu'il faut faire d'autres recherches sur les deux points proposées avec l'insistance des moyens nécessaires, à titre d'exemple, on citera : l'étude de l'influence de l'adjacence des barres cassées d'une part, et d'autre part, l'influence de la cassure des barres non adjacentes, ensuite la comparaison entre les deux cas. Dans le même sens d'idée, il est bien été effectué cette procédure expérimentale permettant de déterminer le nombre de barres cassées à partir de la signature du spectre du courant moteur.

Enfin, l'utilisation de la méthode des éléments finis pour le calcul du champ électromagnétique devient très important pour une bonne précision des résultats obtenus en vue du diagnostic de défauts statoriques et rotoriques de la machine asynchrone.

Annexe

A.1 Instrumentation de la machine

Pour nos expérimentations, nous avons utilisé des machines asynchrones de 4 kW à deux paires de pôles. Fabriquée par l'Entreprise Algérienne des Industries Electrotechniques Electro-Industries – AZAZGA -.

Les caractéristiques détaillées [29] sont données comme suit:

Tab. A.1– Caractéristiques des machines asynchrones utilisées pour les essais expérimentaux Constructeur Electro-Industrie (ex: ENEL – Azzazga) (Algérie)

| | | |
|---|----------|----------|
| Puissance | 4 | kW |
| Tension nominale | 220/380 | V |
| Courant nominal | 15.2/8.8 | A |
| Vitesse nominale | 1435 | tr/mn |
| Nombre de paires de pôles | 2 | |
| Nombre d'encoches statoriques Z_1 | 36 | |
| Nombre de barres au rotor Z_2 | 28 | |
| Nombre de spires en série par phase N_s | 156 | |
| La résistance par phase au stator | 1.2 | Ω |
| Diamètre d'alésage D_1 | 108.5 | mm |
| La longueur de la machine l | 120 | mm |
| L'entrefer de la machine g | 0.28 | mm |

A.2 Calcul des paramètres rotoriques de la machine asynchrone

A partir de la géométrie et de la nature des matériaux de la machine asynchrone, il est possible de calculer les différents paramètres que nous affectons aux deux modèles développés dans les chapitres II et III. Pour cela nous sommes parti des procédures de calcul de construction de machines électriques développées dans les références [27, 28 et 30].

Pour l'encoche rotorique, les dimensions géométriques sont:

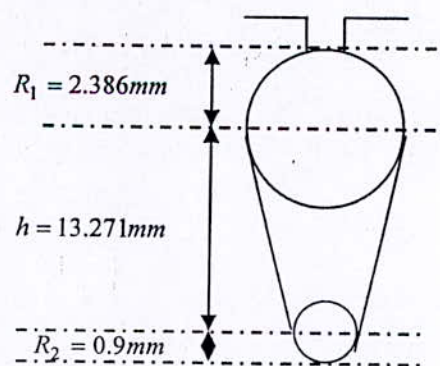


Fig. (A.1) : Les dimensions d'une encoche rotorique (Schéma donné par le constructeur Electro-Industrie)

- Surface d'encoche prise par le conducteur (ou barre rotorique)

$$\begin{aligned}
 q_{ench} &= (R_1\pi)^2 + (R_2\pi)^2 + (R_1 + R_2)h \\
 &= (2,386\pi)^2 + (0,9\pi)^2 + (2,386 + 0,9)13,271 \\
 &= 53,82\text{mm}^2
 \end{aligned}$$

A.1.1 Calcul des résistances

Le rotor est constitué de barres court-circuitées entre elles par les anneaux de court-circuit. Le calcul de résistance globale du rotor dépend de celles des barres et des anneaux. En ne considérant pas l'effet de la température et de l'effet de peau, elles sont définies par :

La résistance d'une barre de la cage
$$R_b = \rho_{Al(75^\circ C)} \frac{l \cdot 10^{-2}}{q_{ench}}$$

$\rho_{Al(75^\circ C)} = \frac{1}{23}$: La résistivité de l'Aluminium,

$l = 12$ [cm] : La longueur de la machine,

q_{ench} [mm²] : La section de l'encoche.

Alors la résistance d'une barre devient :

$$R_b = \frac{1}{23} \frac{12 \cdot 10^{-2}}{53,82} = 97 \mu\Omega$$

La résistance d'une portion d'anneau

$$R_e = \rho_{Al} \frac{\pi D_{ann}}{Z_2 b_{ann} h_{ann}}$$

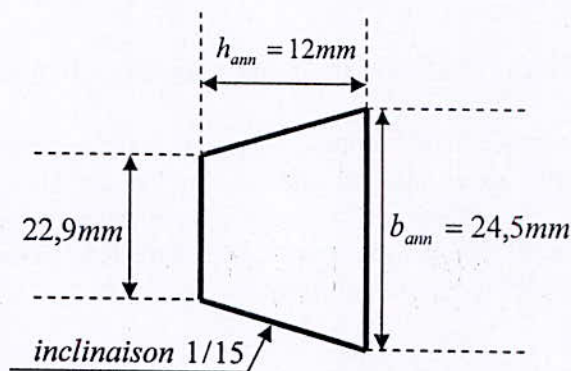


Fig.A2 : Représentation d'une portion d'anneau de court-circuit
(Schéma donné par le constructeur Electro-Industrie)

Avec :

$D_{ann} = D_{ext2} - h_{ann}$: Le diamètre d'anneau

$D_{ext2} = D_1 - 2g$: Le diamètre extérieur du rotor

$D_{ext2} = 108,5 - 2 \cdot 0,28 = 107,94 \text{ mm}$

$D_{ann} = 107,94 - 12 = 95,94 \text{ mm}$

Donc la résistance d'une portion d'anneau devient :

$$R_e = \frac{1}{23} \frac{\pi \cdot 95,94 \cdot 10^{-2}}{28 \cdot 24,5 \cdot 12} = 15,91 \mu\Omega$$

A.1.2 Calcul des inductances

Le calcul de l'inductance d'une barre rotorique dépend du calcul de la réactance de celle-ci telle que :

$$X_b = 2\pi f P'_b \cdot 10^{-8} \quad \Omega$$

Avec :

$$P'_b = 1,25 \cdot l \cdot (\lambda_s + \lambda_r)$$

$$\lambda_s = \frac{(d_s - b_r)^2}{6gt_s} \quad \text{et} \quad d_s = t_s - b_s$$

$$\lambda_r = \frac{(d_r - b_s)^2}{6gt_r} \quad \text{et} \quad d_r = t_r - b_r$$

λ_s : La perméance du stator

t_s : Le pas dentaire statorique

b_s : L'ouverture d'encoche au stator

λ_r : La perméance du rotor

t_r : Le pas dentaire rotorique

b_r : L'ouverture d'encoche au rotor

Alors :

$$t_s = \frac{\pi D_1}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 108,5}{36} = 9,468 \text{ mm} \quad \text{et} \quad b_s = 2$$

$$t_r = \frac{\pi D_{ext2}}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 107,94}{28} = 12,11 \text{ mm} \quad \text{et} \quad b_r = 2$$

$$\begin{cases} \lambda_s = \frac{(7,468 - 2)^2}{6 \cdot 0,28 \cdot 9,468} = 1,879 \\ \lambda_r = \frac{(10,11 - 2)^2}{6 \cdot 0,28 \cdot 12,11} = 3,2335 \end{cases}$$

$$P'_b = 1,25 \cdot 12 \cdot (1,879 + 3,2335) = 76,6875$$

$$X_b = 2\pi f P'_b \cdot 10^{-8} = 2\pi f \cdot 0,766 \cdot 10^{-6} \quad \Omega$$

Et par suite, l'inductance de la barre devient :

$$L_b = \frac{X_b}{2\pi f} = 0,766 \mu H$$

De même pour le calcul de l'inductance d'une portion d'anneau de court-circuit, nous avons besoin de calculer la réactance de l'anneau telle que :

$$X_e = 2\pi f P'_e \cdot 10^{-8} \quad \Omega$$

Avec :

$$P'_b = 1,25.l_e.(\lambda_e)$$

$$l_e = \frac{\pi D_{ann}}{Z_2} = \frac{\pi.95,94}{28} = 10,76mm$$

$$\lambda_e = 0,366.\log \frac{1,5.\pi D_{ann}}{2(h_{ann} + b_{ann})}$$

λ_e : La perméance d'anneau

$$\lambda_e = 0,366.\log \frac{1,5.\pi.95,94}{2(12 + 24,5)} = 0,248$$

$$P'_e = 1,25.1,076.(0,248) = 0,333$$

$$X_e = 2\pi f P'_e .10^{-8} = 2\pi f .0,00333.10^{-6} \Omega$$

D'où l'inductance de l'anneau de court-circuit :

$$L_e = \frac{X_e}{2\pi f} = 0,0033 \mu H$$

A.2 Calcul de l'inductance de fuite au stator

Nous allons calculer l'inductance de fuite à partir de la réactance de fuite statorique exprimée sous la forme suivante :

$$X_1 = \frac{\pi f N_s^2 P'_{tot} 10^{-8}}{P n_{enpp}} \Omega$$

Telle que :

$$P'_{tot} = 1,25.[(\lambda_1 + \lambda_2)l + \lambda_3 l_u] : \text{La perméance totale des fuites d'une encoche}$$

$$\lambda_1 = \lambda_0 + p_e = \lambda' + \lambda'' \frac{h}{2r_e} + \frac{h_0}{b_s} = 0,6 + 1,7 + \frac{1}{2} = 2,8$$

λ' et λ'' sont des valeurs obtenues à partir de la figure (II.2) Bis de la réf.[28]

$$\lambda_2 = 0,732 \log \frac{\pi t_0}{2b_s} + c$$

$$t_0 = \frac{\pi D_1}{Z_1} = \frac{\pi.108,5}{36} = 9,468mm \quad c = 0,22$$

$$\lambda_2 = 0,732 \log \frac{\pi.9,468}{2.2} + 0,22 = 0,857$$

$$\lambda_3 = 0,366 \log \frac{2l_u}{v_u} \approx 1,3$$

$$l_u = \frac{\pi D_1}{3} = 113,62mm : \text{La longueur de tête de bobine}$$

$$n_{enpp} = 3 : \text{Le nombre d'encoche par pôle et par phase}$$

Donc :

$$P'_{tot} = 1,25[(2,8 + 0,857)120 + 1,3.113,62] = 74,35$$

Alors :

$$X_1 = \frac{\pi f (156)^2 \cdot 743,5 \cdot 10^{-8}}{2.3} = 2\pi f \cdot 15 \cdot 10^{-3} \Omega$$

L'inductance de fuite au stator est égale :

$$L_{ls} = 15mH$$

Références Bibliographiques

- [1] P. Vas. Parameter estimation, condition monitoring and diagnostic of electrical machines. Clarendon Press, Oxford 1993.
- [2] B. Yazici, G.B. Kliman, W.J. Premerlani, R.A. Roegl, G.B. Robinson and A. Abdel-Malek. An adaptive on-line statistical method for fault detection using stator current. IEEE-IAS, pp.213-220, New Orleans, LA, 1977.
- [3] G.B. Kliman, W.J. Premerlani, R.A. Koegl and D. hoeweler. A new approach to on-line fault detection in AC motors. IEEE-IAS, Annual meeting Conference, pp. 687-693, CA, 1996.
- [4] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyf, W. T. Fink. Detection and location of interturns short circuits in the stator windings of operating motors. IEEE Trans. Energy Conversion, vol.9, n°4, Dec.1994.
- [5] H. A. Toliyat and T. A. Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator rotor bar and end ring faults. IEEE Trans. On Energy Conversion, vol.10, n°2, June 1995.
- [6] S. Wiliamson and Mirzoian, P. Analysis of cage induction motor with stator winding faults. IEEE-IAS, Summer Meeting, July 1984.
- [7] H. A. Bonnett. Root cause AC motors failure analysis with a focus on shaft failures. IEEE Trans. On Industry Applications vol.36, n°5, Sept/Oct.2000, pp.1435-1448.
- [8] K. R. Cho, J. H. Lang, and S. D. Umans. Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation. IEEE Trans. On Industry applications, vol.28, pp.702-709, May/June 1992.
- [9] F. Filippetti, G. franceschini, C. Tassoni and P. Vas. Broken bar detection in induction machines. Comparison between current spectrum approach and parameter estimation approach. Conf. Rec. IEEE-IAS, Annual Meeting. Denver, CO, vol.1, pp.95-102, 1994.
- [10] H. A. Bonnett and G. C. Soukup. Rotor failures in squirrel cage induction motor. IEEE Trans. Industry Applications, vol. IA-22, n°6, pp.1365-1173, Nov/Dec.1986.
- [11] D. G. Dorell, W. T. Thomas and S. Roach. Analysis of air gap flux, current, vibration signals as function of the combination of static and dynamic air gap eccentricity in induction motors. IEEE Trans. On Industry Applications, vol.33, n°1, pp.24-34, 1997.
- [12] J. R. Cameron, W. T. Thomson and A. B. Dow. Vibration and current monitoring for detecting air gap eccentricity in large induction motors. IEE Proceedings, vol.133, pt.3, n°3, pp.155-163, May1986.
- [13] S. Nandi and H. A. Toliyat. Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor, with different rotor cages. IEEE-PEDES'98, conference Proceeding, Australia, 30 Nov/3 Dec 1998.
- [14] A. Ferrah, P. J. Hoghon-linng, K. J. Bradloy, G. M. Asher, M. S. Woolfson. The effect of rotor design of sensor less speed estimation using rotor slot harmonics identified by

- adaptive digital filtering using the maximum likelihood approach. IEEE-IAS, Annual Meeting, Conf Record, pp.128-135, New Orleans, Louisiana, 5-8 Oct.1997.
- [15] B. Heller and V. Hamata. Harmonic field effects in induction machine. New York, 1977.
- [16] H. Razik. Le contenu spectral du courant absorbe par la machine asynchrone en cas de défaillance, état de l'art. la revue 3EI n°29 – Juin 2002 pp. 48-52.
- [17] T. Boumegoura. Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, Mars 2001.
- [18] W. T. Thomson, M. Fenger. Current signature analysis to detect induction motor faults. IEEE Industry Application Magazine. July/August 2001.
- [19] S. Nandi, H. A. Toliyat. Condition monitoring and diagnosis of electrical machines-A Review. IEEE Texas A&M University 1999.
- [20] E. Schaeffer. Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts. Thèse de doctorat, Ecole doctorale science de l'ingénieur de Nantes, Université de Nantes, 1999.
- [21] Alfredo R. Munoz and Thomas A. Lipo. Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. IEEE transactions on industry applications, vol. 35, n° 6, November/December 1999.
- [22] A. Menacer, M-S. Nait-Said, A/Hamid Benakcha, S. Drid. Stator current analysis of incipient fault into asynchronous motor rotor bars using Fourier Fast Transform. Journal of Electrical Engineering, vol. 55, n°5-6, 2004, 122-130.
- [23] ST. Manolas, J. A. Tegopoulos. Analysis of squirrel cage induction motors with broken bars and rings. IEEE. National technical university of Athens. 1997.
- [24] L. Xiaogang, L. Yuefeng, H. A. Toliyat, A. El-Antably, T. A. Lipo. Multiple coupled circuit modelling of induction machines. IEEE Transactions on industry applications, vol. 31, n°2, March/April 1995.
- [25] H. A. Toliyat, T. A. Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. IEEE Transaction On Energy Conversion, vol. 10, n°2, June 1995.
- [26] R. Casimir. Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes. Ecole Centrale de Lyon, Décembre 2003.
- [27] Touhami Omar. Cours (non édité) de Construction de Machines Electriques. Département de Génie Electrique, ENP d'Alger, 1995-2005.
- [28] S. LOUTZKY. Calcul pratique des alternateurs et des moteurs asynchrones. Ed. Eyrolles, 1969.

- [29] Documentation Technique d'Electro-Industries " Compagnie Algérienne de fabrication de Moteurs Asynchrones (0,18kW à 400kW) et Alternateurs (16kVA à 180kVA) ". Complexe MEI BP17, Tizi-ouzou, Algérie.
- [30] Под редакцией И.П. КОПЫЛОВА. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ. МОСКВА ЭНЕРГИЯ, 1980

Résumé

Ce travail présente une méthode de diagnostic de défauts de la machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil. Cette méthode consiste en l'estimation des paramètres physiques hors-ligne de la machine, en régime dynamique, à partir du courant moteur et de la tension. La détection de défauts est fondée sur l'hypothèse, que les paramètres physiques de la machine varient lors de l'apparition de défaut.

Mots clés : diagnostic de défauts, machine asynchrone , paramètres .

Abstract

This work presents a method for a squirrel cage induction machine faults diagnostic. This method consists in estimation of the off-line physical parameters of the machine, in dynamical regime from the current and the voltage. The faults detection is based on the assumption of the machine physical parameters variation when the fault appears.

Key words : diagnostic, induction machine, parameters.

ملخص

هذا العمل يعرض طريقة لتشخيص الأعطاب في الآلة اللامتزامنة ذات القفص السنجابي, هذه الطريقة تعنى بتقدير الوسائط الفيزيائية خلال المرحلة الديناميكية باستعمال التيار وفرق الكمون. الكشف عن الأعطاب يتركز على الفرضية أن الوسائط الفيزيائية للآلة تتغير خلال ظهور العطب. الكلمات المهمة : لتشخيص, الآلة اللامتزامنة, الوسائط.